

Karl Rothammel

DM 2 ABK

ANTENNENBUCH

Antennenbuch

Karl Rothammel DM 2 ABK



Deutscher Militärverlag

Inhalt

Vorwort zur 7. Auflage

Schon frühzeitig haben die Funkamateure erkannt, daß eine wirkungsvolle Antenne den Schlüssel zum Erfolg einer Amateurfunkanlage bildet. Bei der heutigen Überfüllung der Amateurbänder gilt diese Feststellung um so mehr, schwache Signale werden einfach überhört, es sei denn, man verfügt über ein besonders seltenes Rufzeichen! Getreu der alten Amateurdevise »Eine gute Antenne ist der beste Hochfrequenzverstärker«, wird jeder Funkamateur früher oder später feststellen, daß sich nur mit einer guten Antennenanlage funksportliche Erfolge erzielen lassen.

Eine Standardantenne, die unter allen Bedingungen optimale Ergebnisse ermöglicht, gibt es leider nicht. Der Funkamateur steht deshalb immer vor der schwierigen Aufgabe, aus einer Vielzahl möglicher Antennenformen den Typ auszuwählen, der seinen Forderungen unter Berücksichtigung der örtlichen Gegebenheiten und der finanziellen Möglichkeiten am besten entspricht.

Das Antennenbuch hat es sich deshalb als Aufgabe gestellt, in erster Linie den Neulingen unter den Funkamateuren Ratgeber in Antennenfragen zu sein. Aber auch für den »alten Hasen« sollte ein Nachschlagewerk geschaffen werden, das den internationalen Stand der Antennentechnik unter dem Gesichtspunkt des Amateurfunks dokumentiert.

Besonderer Wert ist auf eine allgemeinverständliche Darstellung gelegt worden. Dabei wurde die Theorie bewußt vereinfacht, die Praxis aber sehr ausführlich behandelt. Die Nachfrage nach den bisher erschienenen Auflagen des Antennenbuches läßt erkennen, daß diese praxisnahe Methode der Wissensvermittlung nicht nur bei unseren Funkamateuren Anklang findet.

Die vorliegende 7. Auflage wurde völlig überarbeitet und umfassend erweitert. Neben zahlreichen konstruktiven Neuentwicklungen findet der Leser ausführliche Angaben über Fahrzeug- und Fuchsjagdantennen, UHF-Antennen sowie Gerätebeschreibungen für die Antennenmeßtechnik. Hinzugekommen sind außerdem viele praktische Tabellen, durchgerechnete Beispiele und umfassende Literaturhinweise. Es bleibt zu hoffen, daß dieses Buch jedem Leser die Möglichkeit gibt, sich mit dem gegenwärtigen Stand des behandelten Fachgebietes vertraut zu machen.

Möge das Antennenbuch zur weiteren Qualifizierung der Funksportler unserer Deutschen Demokratischen Republik und aller funktechnisch Interessierten beitragen und damit seine Aufgabe erfüllen!

Sonneberg, im Januar 1969

Karl Rothammel

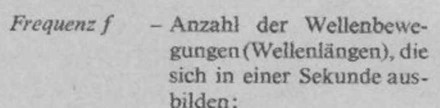
1. Elektromagnetische Schwingungen

Die von einer Sendeantenne abgestrahlte Energie pflanzt sich in Form von *elektromagnetischen Wellen* im Raum fort.

Diesen Vorgang veranschaulichen wir uns an einer unbewegten Wasserfläche, die durch einen hineingeworfenen Gegenstand zur Wellenbildung angeregt wird. Die entstandene fortschreitende Wellenbewegung erfolgt nicht in Form einer Strömung, das Wasser fließt also nicht. Diese Tatsache wird durch kleine schwimmende Gegenstände bewiesen, die auf der bewegten Wasseroberfläche ausgelegt werden. Diese Gegenstände bleiben, Windstille vorausgesetzt, stets am gleichen Ort und bewegen sich nur im Rhythmus der Wellen auf und ab. Der Wellenzug pflanzt sich kreisförmig fort, ohne daß sich die Wasseroberfläche weiterbewegt.

Der entstandene Wellenzug wird durch folgende Begriffe definiert:

Wellenlänge λ – kleinster Abstand zweier Punkte voneinander, die sich im gleichen Wellenzustand befinden, in diesem Falle also die Entfernung zwischen 2 benachbarten Wellenkämmen oder Wellentälern;



Frequenz f – Anzahl der Wellenbewegungen (Wellenlängen), die sich in einer Sekunde ausbilden;

Ausbreitungsgeschwindigkeit c – Fortpflanzungsgeschwindigkeit des Wellenzuges von der Energiequelle aus.

Das Verhältnis dieser 3 Begriffe zueinander wird durch die Formel

$$\lambda = \frac{c}{f} \qquad (1.1.)$$

ausgedrückt.

Die an dem Beispiel der schwingenden Wasseroberfläche gezeigten Verhältnisse können analog auf die Ausbreitung elektromagnetischer Schwingungen übertragen werden.

Auch die elektromagnetischen Wellen haben eine bestimmte Wellenlänge λ, die im Kurzwellen- und Ultrakurzwellenbereich in Metern (m) gemessen wird.

Wie schon der Name Wellenlänge erkennen läßt, haben die elektromagnetischen Schwingungen eine Wellenform. Eine Wellenlänge ist der Abstand zwischen 2 Wellenfronten mit gleicher Phasenlage (Bild 1.1.).

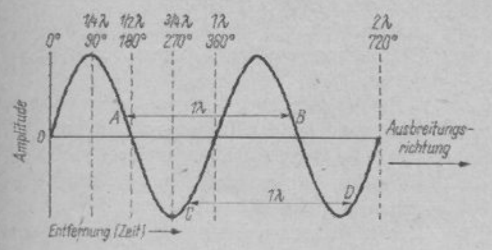


Bild 1.1. Der zeitliche Verlauf einer elektromagnetischen Welle

Das Bild zeigt die übliche Darstellung eines sinusförmigen Wechselstromes, die gleichfalls den Augenblickszustand einer ungedämpften elektromagnetischen Welle kennzeichnet. Der Momentanwert der Amplitude ändert sich nach Größe und Polarität abhängig von der Zeit (= Entfernung) in der Form einer Sinuskurve. Aus den eingezeichneten Meßstrecken A–B und C–D geht hervor, daß die Wellenlänge nicht nur auf der Nullinie, sondern auch zwischen allen beliebigen, einander benachbarten Punkten mit gleicher Phasenlage gemessen werden kann.

Es ist üblich, die Phasenlage in Winkelgraden anzugeben, wobei ein vollständiger Schwingungsvorgang (1 Wellenlänge) immer gleich 360° gesetzt wird. Auf diese Weise lassen sich einfach Phasenvergleiche anstellen und Phasenverschiebungen kennzeichnen.

Die Maßeinheit der Frequenz ist das Hertz (Hz).

1 Hz = 1 Schwingungsvorgang in 1 Sekunde
1 kHz (1 Kilohertz) = $1 \cdot 10^3$ Hz
1 MHz (1 Megahertz) = 1000 kHz = $1 \cdot 10^6$ Hz
1 GHz (1 Gigahertz) = 1000 MHz = $1 \cdot 10^9$ Hz

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen im freien Raum beträgt 300000000 m/s und entspricht damit der Lichtgeschwindigkeit. Wenn von der Ausbreitungsgeschwindigkeit im freien Raum gesprochen wird, so kennzeichnet man damit einen völlig leeren Raum, einen Idealzustand, den es in Wirklichkeit nicht gibt. Selbst der Weltraum ist nicht völlig leer. Breiten sich die elektromagnetischen Wellen nicht im leeren Raum aus, so ist ihre Ausbreitungsgeschwindigkeit etwas geringer als 300000 km/s. Die Geschwindigkeitsminderung hängt von dem Medium ab, in welchem sich die Wellen ausbreiten. Handelt es sich bei diesem Medium um die atmosphärische Luft, dann ist die Verminderung der Ausbreitungsgeschwindigkeit so gering, daß sie in fast allen praktischen Fällen vernachlässigt werden kann.

In der Hochfrequenztechnik wird allgemein mit einem Wert c von 300000 km/s gerechnet. In die Formel (1.1.) eingesetzt, ergibt das

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \qquad (1.2.)$$

λ in m, c in m/s, f in Hz
oder

$$\lambda = \frac{300000}{f};$$

λ in m, c in km/s, f in kHz.

Durch Umstellen der Formel ergibt sich außerdem

$$f = \frac{300000}{\lambda};$$

f in kHz, c in km/s, λ in m.

Eine Tabelle zur Umrechnung Frequenz/Wellenlänge und umgekehrt befindet sich im Anhang (s. Tabelle 34.1.).

1.1. Das elektromagnetische Feld

Ströme, die in einem Leiter fließen, erzeugen ein elektromagnetisches Feld, das sich rund um den Leiter aufbaut. Es besteht aus 2 Komponenten: dem elektrischen Feld und dem magnetischen Feld. Um die Vorgänge beim Aufbau eines elektromagnetischen Feldes bildhaft darstellen zu können, bediente sich schon der Physiker *Michael Faraday* der auch heute noch üblichen Methode, ein Kraftfeld durch die Einführung von Kraftlinien zu veranschaulichen.

Ein Kraftfeld wird durch die Größe und Richtung der Kräfte charakterisiert, die sich von Ort zu Ort ändern können. Die Richtung der eingezeichneten Kraftlinien entspricht der Richtung der wirkenden Kraft, während durch den Abstand der

Kraftlinien voneinander, also deren Dichte, die Größe der Kraft zeichnerisch dargestellt wird.

Ein Kraftfeld, in dem die Kraft nach Größe und Richtung überall gleich ist, nennt man *homogen* (gleichmäßig). Ändern sich Richtung und Größe der Kraft (ungleichmäßige Verteilung der Kraftlinien), so spricht man von einem *inhomogenen* (ungleichmäßigen) Feld.

1.1.1. Das elektrische Feld

Befinden sich zwei elektrisch verschieden geladene Gegenstände, z.B. Kugeln oder Platten, in einem bestimmten Abstand voneinander, so baut sich im Raum zwischen diesen Gegenständen ein elektrostatisches Feld auf. Da sich die Ladung und damit das Feld nicht verändern, spricht man von einem *elektrostatischen* Feld.

Bild 1.2. zeigt einen Kondensator, dessen Platten entgegengesetzte Ladungen aufweisen. Das elektrostatische Feld wird nach Richtung und Stärke durch die Kraftlinien dargestellt, die man auch als *elektrische Feldlinien* bezeichnet. In dieser zweidimensionalen Darstellung erscheinen die Kondensatorplatten im Querschnitt. Der Spannungsunterschied zwischen den Kondensatorplatten und ihr gegenseitiger Abstand bestimmen die Stärke des elektrischen Feldes. Dabei ist der Spannungsunterschied proportional und der Plattenabstand reziprok der Feldstärke. Die Spannung im homogenen elektrischen Feld wird auf eine Längeneinheit bezogen und als *elektrische Feldstärke* bezeichnet. Die elektrische Feldstärke ist demnach gleich dem Potentialunterschied je Längeneinheit längs einer Feldlinie. Die Feldstärke wird in Volt je Meter (V/m) oder in davon abgeleiteten kleineren Einheiten (mV/m, µV/m) angegeben.

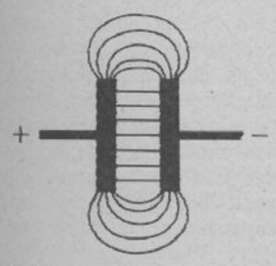


Bild 1.2. Das elektrische Feld eines Kondensators

Beispiel

2 Kondensatorplatten stehen sich in einem Abstand von 0,2 m gegenüber. Die Spannung an den Platten beträgt 10 V. Daraus ergibt sich eine elektrische Feldstärke von

$$\frac{10}{0,2} = 50 \text{ V/m}.$$

Legt man an die Kondensatorplatten eine Wechselspannung, so folgen Richtung und Stärke des elektrischen Feldes dem Takt dieser Wechselspannung. Der ständig wechselnde Ladungsfluß zu den Platten ist in den Zuleitungen zum Generator als Wechselstrom meßbar.

1.1.2. Das magnetische Feld

Um jeden stromdurchflossenen Leiter baut sich ein magnetisches Feld auf. Handelt es sich um einen Gleichstrom, so bleibt das magnetische Feld in Richtung und Stärke konstant; man kann es deshalb auch als *magnetostatisches* Feld bezeichnen. Die *magnetischen Feldlinien* bilden konzentrische Kreise um den Leiter, wie in Bild 1.3. an einem geraden Draht dargestellt. Die magnetischen Feldlinien sind in jedem Falle in sich geschlossen.

Fließt durch den Leiter ein Wechselstrom, so ändert sich das magnetische Feld nach Richtung und Stärke im Takt des Wechselstroms.

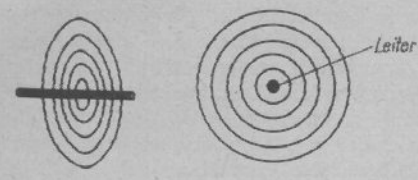


Bild 1.3. Das magnetische Feld eines stromdurchflossenen Leiters

1.1.3. Die Zusammenhänge zwischen elektrischem und magnetischem Feld

Eine Spannung erzeugt ein elektrisches Feld, während jeder Stromfluß ein magnetisches Feld verursacht. Es kann aber nur dann ein Strom fließen, wenn ein Potentialunterschied, also eine Spannung, vorhanden ist. Daraus folgt, daß zu einem *magnetischen* Feld immer ein *elektrisches* Feld gehört. Jeder Stromfluß erzeugt zwangsläufig ein *elektromagnetisches* Feld.

Die beiden Komponenten des elektromagnetischen Feldes, die elektrischen und die magnetischen Feldlinien stehen immer senkrecht zueinander.

1.1.4. Das elektromagnetische Wechselfeld

Aus dem Verhalten eines elektromagnetischen Feldes, das durch einen Wechselstrom erzeugt wird, kann die Fernwirkung (Ausstrahlung) der elektromagnetischen Wellen erklärt werden. Jedes Feld enthält Energie, die vom speisenden Generator entnommen wird. Beim Einschalten des Generators tritt nach einer gewissen Zeit Energie aus dem Leiter in dessen Umgebung aus: Das elektromagnetische Feld hat sich aufgebaut (»nach einer gewissen Zeit« deshalb, weil sich die elektrische Energie nicht unendlich schnell, sondern »nur« mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet). Schaltet man den Generator wieder ab, so bricht auch das elektromagnetische Feld zusammen, d.h. die Energie des Feldes kehrt in den Leiter zurück. Dieser Rückkehrvorgang erfordert ebenfalls eine laufzeitbedingte Zeitspanne. Deshalb können die am weitesten vom Leiter entfernten Feldteile nur als letzte zu diesem zurückkehren.

Das zusammenbrechende magnetische Feld erzeugt im Leiter eine Spannung, die wiederum ein elektrisches Feld aufbaut. Diese Spannung, die beim Unterbrechen eines elektrischen Stromkreises entsteht, begegnet uns im täglichen Leben sehr häufig. Sie bewirkt z.B. bei elektrischen Kraftfahrzeugzündungsanlagen den Öffnungsfunken am Unterbrecher.

Bei einem Gleichstromfluß befindet sich das elektromagnetische Feld im Ruhezustand. Die geschilderten Veränderungen treten nur beim Einschalten (Feldaufbau) und beim Abschalten (Feldabbau) auf. Wird ein Leiter von einem Wechselstrom durchflossen, so wiederholen sich Ein- und Ausschaltvorgänge laufend in Abhängigkeit von der Frequenz.

Unter bestimmten Voraussetzungen, auf die noch eingegangen wird, geschieht folgendes: Mit dem Ansteigen des Wechselstromes baut sich – durch die Laufzeit etwas verzögert – ein elektromagnetisches Wechselfeld auf. Fällt der Strom entsprechend dem sinusförmigen Verlauf wieder ab, dann kehrt auch die Feldenergie wieder in den Leiter zurück. Da aber bedingt durch die Laufzeit – Teile der Feldenergie verspätet beim Leiter ankommen, herrscht dort bereits eine völlig veränderte Stromverteilung. Dieser neue Strom baut wieder ein neues Feld auf, das Teile des zurückkehrenden alten Feldes vom Leiter wegdrückt. Die auf diese Weise »ausgesperrten« elektrischen Feldlinien bilden geschlossene Schleifen, die von magnetischen Feldlinien umschlungen sind. Da sich dieser Vorgang entsprechend der Periodizität des Wechselstroms dauernd wiederholt, breitet sich eine elektromagnetische Welle aus, die in Frequenz und Wellenlänge dem erregenden Wechselstrom genau entspricht. Sie entfernt sich mit Lichtgeschwindigkeit vom Leiter in den Raum.

Die Voraussetzung dafür, daß sich elektromagnetische Wellen im freien Raum ausbilden können, besteht darin, daß der Generator stets zu einem ganz bestimmten Zeitpunkt eine entgegengesetzt gerichtete Stromverteilung liefert, die dem zusammenbrechenden Feld die Rückkehr zum Leiter versperrt und es somit zwingt, in den Raum abzuwandern.

Die Ausbreitungsrichtung der elektromagnetischen Wellen im freien Raum verläuft senkrecht zum elektromagnetischen Feld. Man stellt diesen Zusammenhang vektoriell nach Bild 1.4. dar. Dabei kennzeichnet der Vektor $\mathfrak{E}$ die elektrische Feldstärke und der Vektor $\mathfrak{H}$ die magnetische Feldstärke. Der *Poynting*sche *Vektor* γ bestimmt die Energieübertragung in der Ausbreitungsrichtung, er steht senkrecht auf den Vektoren $\mathfrak{E}$ und $\mathfrak{H}$ und kennzeichnet die Energiemenge, die je Sekunde durch eine senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehende Fläche von 1 m^2 strömt.

1.1.5. Ebene Wellen

Elektromagnetische Wellen, die von einer punktförmigen Strahlungsquelle im freien Raum ausgestrahlt werden, breiten sich nach allen Richtungen gleichmäßig und mit

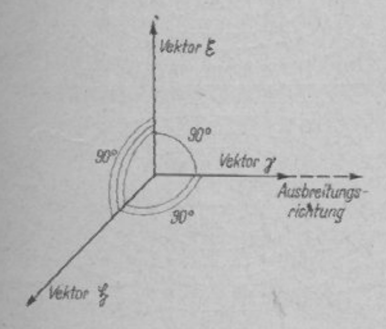


Bild 1.4. Die Lage der Feldstärkevektoren und der Ausbreitungsrichtung bei der Freiraumausbreitung

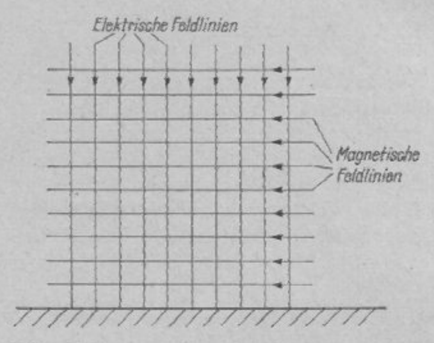


Bild 1.5. Die ebene Wellenfront, vertikal polarisiert

gleicher Geschwindigkeit aus. Man kann sich den Vorgang so vorstellen, daß sich um die Strahlungsquelle als Mittelpunkt stetig wachsende Kugelschalen ausbilden. Ließen sich diese Kugelschalen sichtbar machen, so würde man sie in unmittelbarer Nähe der Strahlungsquelle (kleiner Kugelradius) noch als kugelförmig erkennen. Eine weit entfernte Kugelschale jedoch (großer Kugelradius) wird wegen der durch die große Ausdehnung der Kugeloberfläche nicht mehr sichtbaren Krümmung als ebene Fläche empfunden, ebenso wie wir die Erdoberfläche nicht als kugelförmig gekrümmt, sondern als eben ansehen. Man betrachtet deshalb auch elektromagnetische Wellen, die sich weit genug von ihrer Strahlungsquelle entfernt befinden, als *ebene Wellen*. Das Augenblicksfeld einer ebenen Welle mit ihren elektrischen und magnetischen Feldlinien zeigt Bild 1.5. Die Pfeile geben die augenblickliche Feldrichtung einer Welle an, deren Ausbreitungsrichtung frontal zur Fläche verläuft (die Welle »kommt auf den Betrachter zu«). Man spricht deshalb auch von einer *ebenen Wellenfront*. Die Richtung der elektrischen *und* der magnetischen Feldlinien dreht sich innerhalb einer halben Schwingungsperiode um 180° (die Pfeilrichtungen kehren sich um). Die Ausbreitungsrichtung verändert sich dabei nicht, sie steht immer senkrecht zur Wellenfront.

1.1.6. Die Feldstärke

Die Stärke des elektromagnetischen Feldes, kurz *Feldstärke* genannt, wird durch die Spannung definiert, die über eine Längeneinheit längs einer elektrischen Feldlinie in der Ebene der Wellenfront vorhanden ist. Da hierbei die Spannung auf eine Strecke bezogen wird, drückt man die Feldstärke E in Volt je Meter (V/m) bzw. mV/m oder µV/m aus.

Im freien Raum nimmt die Feldstärke E linear mit der Entfernung ab. Da sich die Energie mit wachsender Entfernung auf immer größere Flächen verteilen muß, wird sie sozusagen »verdünnt«. Wenn z.B. eine Strahlungsquelle im freien Raum in 1 km Entfernung eine Feldstärke E von 1000 µV/m erzeugt, so beträgt die Feldstärke in 10 km Abstand 100 µV/m, in 100 km = 10 µV/m und in 1000 km = 1 µV/m. Da bei der irdischen Ausbreitung der Funkwellen die idealen Verhältnisse des freien Raumes nicht gegeben sind, ist auch die entfernungsabhängige Abschwächung der Feldstärke größer.

1.1.7. Die Polarisation elektromagnetischer Wellen

Die Richtung der *elektrischen* Feldkomponente einer elektromagnetischen Welle bestimmt deren Polarisation. Man unterscheidet 2 Hauptgruppen, die *lineare* Polarisation und die *elliptische* bzw. *kreisförmige* Polarisation.

Bei der elliptischen Polarisation ist die Richtung nicht fixiert, sondern kontinuierlich in Ellipsenform umlaufend. Erfolgt der Umlauf kreisförmig, so spricht man von *Zirkularpolarisation*. Nach dem Umlaufsinn unterscheidet man noch in *rechtsdrehend* und *linksdrehend*. Im Kurzwellenbereich hat die elliptische bzw. zirkulare Polarisation kaum Bedeutung, in den sehr hohen Frequenzbereichen jedoch wird sie zunehmend verwendet, besonders auf dem Gebiet der Weltraumforschung (z.B. Radioastronomie).

Bei der linearen Polarisation verlaufen die elektrischen Feldlinien geradlinig und nehmen eine bestimmte Richtung zur Erdoberfläche als Bezugsebene ein. Entsprechend der Richtung der elektrischen Feldlinien in Bezug auf die Erdoberfläche unterscheidet man zwischen *horizontaler* Polarisation (die elektrischen Feldlinien verlaufen horizontal zur Erdoberfläche) und *vertikaler* Polarisation (die elektrischen Feldlinien stehen lotrecht auf der Erdoberfläche). So ist z.B. die in Bild 1.5. dargestellte Wellenfront vertikal polarisiert, weil die elektrischen Feldlinien senkrecht verlaufen. Es besteht jedoch auch die Möglichkeit, die Wellen in jede beliebige Lage zwischen horizontal und vertikal zu polarisieren (z.B. 45° geneigt). Praktisch wird diese Möglichkeit nur selten angewendet. Bild 1.6. soll den Verlauf des elektrischen Feldes eines Halbwellendipols veranschaulichen.

Durch Unregelmäßigkeiten der Ionensphäre hervorgerufen, treten im Kurzwellenbereich sehr häufig Polarisationsänderungen auf. Sie verursachen eine Schwunderscheinung, das sogenannte ***Po-***

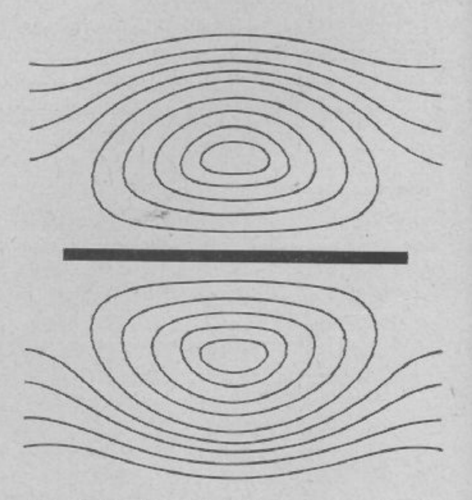


Bild 1.6. Das elektrische Feld eines horizontalen Dipols (Horizontalpolarisation, zweidimensional dargestellt)

larisationsfading. Hindernisse im Ausbreitungsweg können ebenfalls Polarisationsdrehungen bewirken.

Allgemein kann man sagen, daß eine waagrecht aufgebaute Antenne auch eine horizontal polarisierte Wellenfront abstrahlt. Sinngemäß liefert ein senkrecht orientierter Antennenleiter eine vertikal polarisierte Welle. Bei manchen Antennenformen ist jedoch die Polarisation nicht sofort aus dem Leiterverlauf erkennbar (z.B. bei Schlitzantennen oder dem Cubical Quad). Ebenso kann man für die elliptische Polarisation keine einfache, allgemein gültige Regel aufstellen.

1.1.8. Reflexion, Refraktion und Diffraktion

Den Bereich der technischen Hochfrequenz, der ein Frequenzspektrum von 30 kHz bis 300 GHz – entsprechend einem Wellenbereich von 10 km bis 1 mm – einschließt, kennzeichnet man oft mit dem Sammelbegriff *Radiowellen*. Die Skala der elektromagnetischen Wellen umfaßt aber nicht nur die Radiowellen, sie reicht über die Lichtwellen bis zur kosmischen Höhenstrahlung. Der Unterschied zwischen Radiowellen und Lichtwellen besteht nur in der Wellenlänge, deshalb werden auch Radiowellen ebenso wie das Licht reflektiert, gebrochen und gebeugt.

Bei der *Reflexion* unterscheidet man zwischen *gerichteter* Reflexion (Spiegelung), die an ebenen Flächen entsteht, und der *gestreuten* Reflexion (diffuse Reflexion), die an unebenen Flächen auftritt. Bei der gerichteten Reflexion liegt der reflektierte Strahl mit dem einfallenden Strahl und dem Einfallslot in der gleichen Ebene. Einfallswinkel und Reflexionswinkel, beide vom Lot aus gemessen, sind gleich. Der *Reflexionsgrad* (Reflexionskoeffizient) wird durch die *Leitfähigkeit*, die *Dielektrizitätskonstante* und die *Permeabilität* des reflektierenden Gegenstandes bestimmt.

Eine *Refraktion* (Brechung) der elektromagnetischen Wellen tritt beim Übergang in ein Medium mit anderer Dielektrizitätskonstante auf. Dieser Vorgang hat besonders bei der Ausbreitung von Ultrakurzwellen Bedeutung. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen ist von der Dielektrizitätskonstante des Mediums abhängig, das gerade durchlaufen wird. Ändert sich das Medium, so ändert sich auch die Geschwindigkeit. Die Geschwindigkeitsänderung bewirkt eine Richtungsänderung, die Refraktion. Auch die atmosphärische Luft weist je nach Dichte und relativer Feuchte unterschiedliche Dielektrizitätskonstanten auf. Besonders anschaulich kann man die Brechung in einem optischen Versuch beobachten: Ein Stock der zur Hälfte schräg in eine Schüssel mit Wasser gehalten wird, erscheint beim Übertritt in das Wasser geknickt.

Die *Diffraktion* (Beugung) elektromagnetischer Wellen tritt an Kanten auf, die im Ausbreitungsweg liegen. Sie bewirkt, daß auch in Gebieten des Wellenschattens, etwa hinter Bergen oder Gebäuden, oftmals noch ein Empfang von Radiowellen möglich wird. Die Diffraktion ist frequenzabhängig; sie nimmt mit steigender Frequenz ab.

2. Die Ausbreitung der elektromagnetischen Schwingungen

2.1. Die Erdatmosphäre

Eine bedeutende Rolle bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen spielt die Erdatmosphäre. Diese Gashülle der Erde reicht bis in eine Höhe von 2000 bis 3000 km und besteht hauptsächlich aus Stickstoff, Kohlensäure und Wasserdampf.

Man unterteilt die Atmosphäre in 3 Hauptschichten: *Troposphäre, Stratosphäre* und *Ionosphäre*

2.1.1. Die Troposphäre

Der Teil unserer Erdatmosphäre, der sich vom Erdboden bis zu einer Höhe von rund 11 Kilometern erstreckt, wird als *Troposphäre* bezeichnet. Man nennt sie auch Wettersphäre, denn in ihr spielen sich in erster Linie die unser Wetter bestimmenden meteorologischen Vorgänge ab. Die Troposphäre enthält annähernd 75% der gesamten Stoffe unserer Atmosphäre. Bild 2.1. gibt einen Überblick über Schichtung und Temperaturverlauf in der unteren Atmosphäre.

Die Temperatur der Troposphäre fällt im allgemeinen mit zunehmender Höhe, und zwar um 6 bis 8 °C je 1000 m Anstieg. Sie erreicht an ihrer Obergrenze, in der sogenannten *Tropopause*, ein Minimum von durchschnittlich −50 °C. Die Höhe der Tropopause, der Übergangsschicht zwischen Troposphäre und Stratosphäre, ist Schwankungen unterworfen. Sie liegt in unseren Breiten im März mit durchschnittlich 9,7 km am tiefsten, im Juli mit 11,1 km am höchsten.

Der Zustand der Troposphäre ist für die Ausbreitung der Ultrakurzwellen von besonderer Bedeutung.

2.1.2. Die Stratosphäre

In einer Höhe von 11 bis 80 km erstreckt sich die *Stratosphäre*. Sie ist ein Bereich ohne gewöhnliche Wettererscheinungen und wird durch das völlige Fehlen von Wasserdampf gekennzeichnet. In ihr bleibt die Lufttemperatur bis in eine Höhe von etwa 20 km nahezu konstant (konstante Temperaturzone). Oberhalb 20 km Höhe steigt die Temperatur stetig an und erreicht in 50 km Höhe annähernd +50 °C. Dieser Bereich des Temperaturanstieges wird auch *Ozongebiet* genannt, da die Luft dort einen relativ hohen Ozongehalt aufweist. Die Ozonschicht ist für die Entwicklung und den Bestand des Lebens auf unserer Erde von Bedeutung, denn sie absorbiert einen großen Teil der von der Sonne ausgehenden Ultraviolettstrahlung, die bakterien- und zellenschädigend wirkt.

Oberhalb 50 km wird die Tendenz des Temperaturverlaufes mit steigender Höhe wieder fallend, um schließlich bei 80 km Höhe – am Übergang zur Ionosphäre – einen weiteren Umkehrpunkt des Temperaturverlaufes zu finden. Ein Einfluß der Stratosphäre auf die UKW-Ausbreitung konnte bisher nicht nachgewiesen werden.

2.1.3. Die Ionosphäre

Oberhalb einer Höhe von etwa 80 km erstreckt sich die *Ionosphäre*. Sie reicht bis in eine Höhe von annähernd 800 km und geht

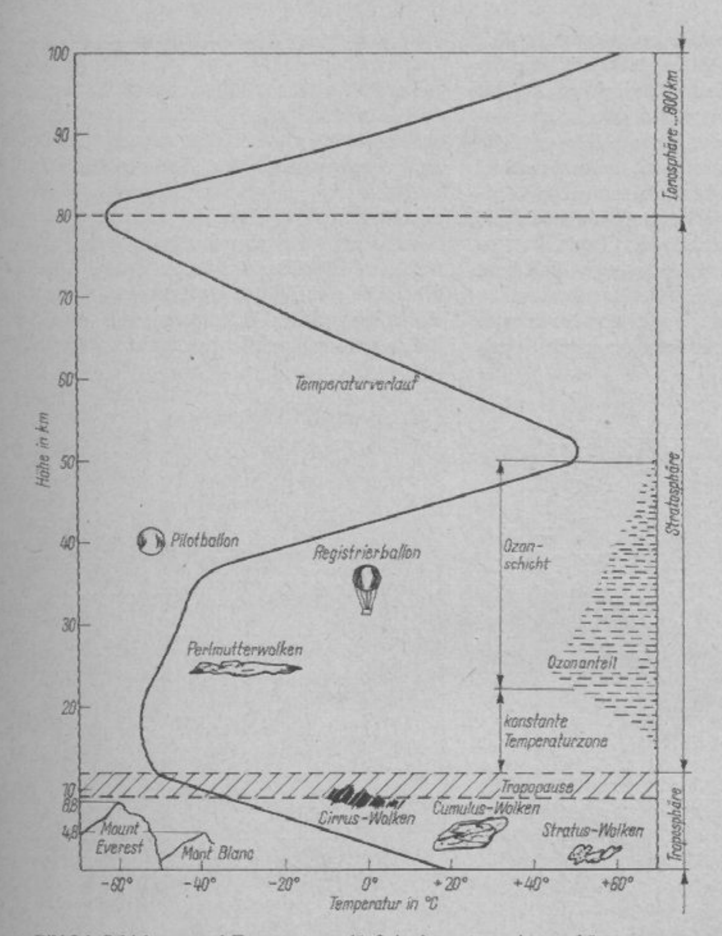


Bild 2.1. Schichtung und Temperaturverläufe in der unteren Atmosphäre

dabei allmählich in den interstellaren Raum über. Das Übergangsgebiet zum interstellaren Raum nennt man *Exosphäre*. In der Ionosphäre sind eine große Zahl elektrisch geladener Teilchen – Ionen und Elektronen – vorhanden. Sie entstehen als Folge der Aufspaltung (Ionisation) neutraler Luftmoleküle. Die Ionisation wird in erster Linie durch die Sonneneinstrahlung verursacht (Ultraviolettstrahlung und Korpuskelstrahlung). Auch die kosmische Strahlung und Meteorströme, die pausenlos in der Erdatmosphäre verglühen (einige 10 Milliarden Meteorteilchen in 24 Stunden), sind an der Ionisation beteiligt.

Die Strahlung in der Hochatmosphäre ist energiereich genug, ein Elektron aus dem Atomverband der vorhandenen Gase herauszulösen. Der eines Elektrons beraubte Atomkern bildet mit seinen übrigen Elektronen ein positiv geladenes Ion. Das freie

Elektron gelangt entweder an ein neutrales Atom oder Molekül und bildet mit diesem ein negatives Ion, oder es vereinigt sich mit einem positiven Ion, wobei wieder ein neutrales Atom entsteht. Diesen Vorgang der Rückbildung nennt man *Rekombination*. Die Anzahl der freien Elektronen je Volumeneinheit (e/cm^3) ist von der Intensität der Einstrahlung abhängig. Durch die Anwesenheit elektrisch geladener Teilchen, der Ionen, wird die hohe Atmosphäre zu einem elektrischen Leiter, der die Eigenschaft aufweist, elektromagnetische Wellen bestimmter Frequenzbereiche zu reflektieren.

Bereits im Jahre 1900 wurde von *Kennelly* und *Heaviside* das Vorhandensein einer elektrisch leitenden Schicht in großer Höhe angenommen. Den Engländern *Appleton* und *Barnett* gelang im Jahre 1924 der experimentelle Nachweis reflektierender Schichten in der oberen Atmosphäre, womit sich die Theorie von *Kennelly* und *Heaviside* bestätigte. Später wurde nach dem Prinzip der Echolotung festgestellt, daß nicht nur eine, die sogenannte *Kennelly*-

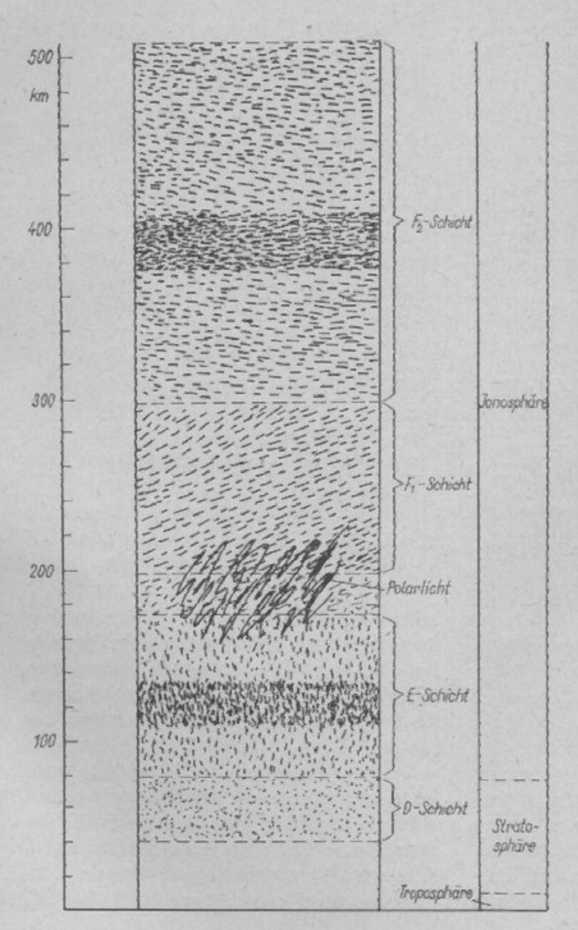


Bild 2.2. Die Einteilung der oberen Atmosphäre

Heaviside-Schicht, sondern ein ganzes Schichtensystem in der Hochatmosphäre vorhanden ist. Ergänzt und präzisiert wurden die Erkenntnisse über die bisher bekannten Eigenschaften der Ionosphäre durch Meßwerte von Sputniks und geophysikalischen Raketen.

In der Ionosphäre treten einige Maxima der Elektronenkonzentration auf. Bei einer Höhe von etwa 40 bis 80 km bildet sich am Tage die sogenannte *D-Schicht* aus, nachts ist sie nicht vorhanden. Bei der darauf folgenden *E-Schicht* (*Kennelly*-Heaviside-Schicht) liegt das Maximum der Elektronenkonzentration in einer Höhe von etwa 110 bis 130 km. Darüber befindet sich die *F-Schicht* (*Appleton*-Schicht), die sich im Sommer während der Tagesstunden in die Schichten F_1 und F_2 aufspaltet. Das Maximum der Ionisation besteht bei der F_1-Schicht in 200 bis 230 km Höhe und bei der F_2-Schicht in einer Höhe von 300 bis 400 km. Die Ionisation steigt von Schicht zu Schicht an und erreicht in der F_2-Schicht bei etwa 400 km Höhe ein Maximum. Oberhalb der F_2-Schicht wird die Ionisierung immer geringer und verschwindet schließlich ganz.

In Auswertung der neueren Untersuchungen über den Aufbau der Ionosphäre dürfte man eigentlich nicht mehr von einem Schichtensystem sprechen, denn die Übergänge zwischen den Gebieten verschieden starker Elektronenkonzentrationen erfolgen allmählich. Da aber die Hypothese des schichtenförmigen Aufbaues inzwischen zu einem festen Begriff geworden ist, dürfte sie auch weiterhin beibehalten werden.

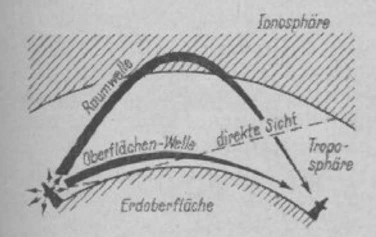


Bild 2.3. Raumwelle und Oberflächenwelle als Ausbreitungswege elektromagnetischer Wellen

Bild 2.2. soll die beschriebene Einteilung der höheren Atmosphäre veranschaulichen. Da die Ionosphäre dauernden Zustandsänderungen unterworfen ist, darf man sich den in Bild 2.2. gezeigten Aufbau nicht als ein starres System übereinanderliegender Schichten vorstellen. Der Ionisationsgrad verändert sich laufend in der Abhängigkeit von Jahres- und Tageszeit, von der zyklischen Veränderung der Sonnenaktivität, von der geografischen Breite und aus anderen Gründen.

2.2. Bodenwelle und Raumwelle

Wenn sich Sender und Empfänger auf der Erde befinden, können sich die Funkwellen auf 2 Wegen ausbreiten:

- in der Troposphäre entlang der Erdoberfläche als Oberflächen- oder Bodenwelle;
- über Reflexion in der Ionosphäre als Raumwelle.

In Bild 2.3. sind diese Ausbreitungswege dargestellt.

2.2.1. Die Ausbreitung der Bodenwelle

Die Bodenwelle folgt der Erdkrümmung und ist dabei dem absorbierenden Einfluß des Erdbodens, über den sie läuft, ausgesetzt. Die Absorption vergrößert sich mit steigender Frequenz. Sehr niedrige Frequenzen (z.B. Längstwellen) haben deshalb eine große Bodenwellenreichweite. Die Oberflächenwelle wird von der elektrischen Leitfähigkeit des Erdbodens und von der Struktur der Erdoberfläche (Bebauung, Bewuchs usw.) beeinflußt, ihre Reichweite hängt von der Strahlungsleistung ab.

Bei Kurzwellen ist die Reichweite der Bodenwellenstrahlung gering. Bezogen auf die Strahlungsleistung eines mittleren Amateursenders kann man im 80-m-Band

mit einer Bodenwellenreichweite von rund 100 km rechnen; bei gleicher Strahlungsleistung fällt sie im 10-m-Band auf etwa 15 km ab.

Größere Entfernungen können die Bodenwellen im UKW-Bereich durch Beugung, Brechung und Streuung in der Troposphäre überbrücken. Diese Erscheinungen werden in Abschnitt 2.4. beschrieben.

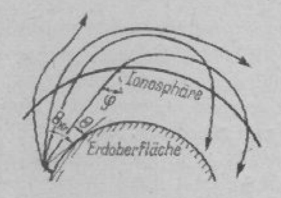


Bild 2.4. Einfluß des Abstrahlwinkels auf die Beugung in der Ionosphäre; θ = Abstrahlwinkel, φ = Eintrittswinkel

2.2.2. Die Ausbreitung der Raumwelle

Die Überbrückung größter irdischer Entfernungen wird im Kurzwellenbereich durch die Raumstrahlung ermöglicht. Dabei werden die Raumwellen in der Ionosphäre gebrochen (reflektiert). Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Wellenfront in der Ionosphäre v_I ist etwas größer als die in der Troposphäre und hängt von der Elektronenkonzentration N (= e/cm³) und der Frequenz f ab. Aus der Beziehung

$$v_I = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{1 - k_1 \cdot \left(\frac{N}{f^2}\right)}} \qquad (2.1.)$$

(k_1 – konstanter Faktor)

geht hervor, daß eine Vergrößerung der Elektronenkonzentration N bei gegebener Frequenz f zu einer Erhöhung der Ausbreitungsgeschwindigkeit führt. Tritt nun die Wellenfront schräg in die Ionosphäre ein, dann überholen die höherliegenden, »schnelleren« Teile der Front die darunterliegenden. Als Folge dieser unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten wird die Wellenfront abgeknickt und kann bei ausreichend starker Elektronenkonzentration N zur Erde hin reflektiert werden (Bild 2.4.).

Es bestehen folgende Zusammenhänge: Zur Reflexion der Wellen in der Ionosphäre muß die Elektronenkonzentration N um so stärker sein, je höher die Betriebsfrequenz f ist. Die Brechung der Raumwelle nach der Erde hin erfolgt um so leichter, je flacher sie in die Ionosphäre eintritt (kleiner Abstrahlwinkel Θ).

Kritische Frequenz f_{kr} nennt man die höchste Frequenz, bei der die senkrecht in die Ionosphäre eintretende Raumwelle von der gegebenen Schicht noch reflektiert wird. In Abhängigkeit vom Eintrittswinkel φ ergibt sich daraus die obere Grenzfrequenz MUF (engl.: Maximal Usable Frequency). Durch das sogenannte Sekansgesetz ist die MUF mit der kritischen Frequenz f_{kr} verbunden:

$$MUF = f_{kr}/\sin\Theta = f_{kr} \cdot \sin\varphi; \qquad (2.2.)$$

Θ – Abstrahlwinkel, φ – Eintrittswinkel in die Ionosphäre, (Bild 2.4.).

Die Reflexion erfolgt nicht verlustlos, es wird dabei auch eine mehr oder weniger große Dämpfung der abgestrahlten Raumwelle hervorgerufen. Die Dämpfung in der Ionosphäre ist frequenzabhängig, niedrige Frequenzen werden stärker gedämpft als höhere. Die Fernausbreitung der Raumwelle kann außerdem durch die *Abdeckung* beeinträchtigt werden. Von Abdeckung spricht man, wenn z. B. die Wellen schon an der relativ tief liegenden E-Schicht reflektiert werden und deshalb nicht bis zur höher geschichteten, ebenfalls reflexionsfähigen F-Schicht durchdringen können. Zusammenfassend ist festzustellen, daß die Faktoren MUF (obere Grenzfrequenz), Dämpfung und Abdeckung die Ausbreitung der Raumwellen bestimmen.

Die größte Entfernung, die durch einfache Reflexion auf dem Ausbreitungsweg

über die Ionosphäre überbrückt werden kann, beträgt 4000 bis 4500 km. Es ist jedoch häufig Mehrfachreflexion zwischen Ionosphäre und Erdoberfläche möglich, so daß die Raumwelle bei kurzen Wellen in mehreren »Sprüngen« auch die größtmöglichen irdischen Entfernungen zurücklegen kann.

Wie bereits erwähnt, nimmt mit kleiner werdender Wellenlänge die Reflexionsfähigkeit der Ionosphäre ab. Deshalb erfolgt bei Ultrakurzwellen mit kürzeren Wellenlängen als etwa 5 m unter normalen Bedingungen auch bei sehr kleinem Eintrittswinkel keine Reflexion in der Ionosphäre. Diese hohen Frequenzen durchdringen die Ionosphäre und breiten sich im Kosmos aus. Man bezeichnet sie deshalb manchmal auch als »das Fenster zum Weltraum«.

2.3. Die Ausbreitung der Kurzwellen und ihre Besonderheiten

Für Kurzwellenverbindungen ist der Zustand der Ionosphäre ausschlaggebend. Er verändert sich ständig von Tageszeit zu Tageszeit, von Jahreszeit zu Jahreszeit und von Jahr zu Jahr mit dem Sonnenfleckenzyklus.

Die unterschiedliche Aktivität der Sonne wird an der *Granulation*, der *Fackelbildung*, den eruptiven *Protuberanzen* und insbesondere durch die Bildung der *Sonnenflecken* sichtbar. Die Sonnenflecken treten gehäuft im Bereich zwischen 20° nördlich und südlich vom Sonnenäquator auf, wobei sich ein Häufigkeitszyklus mit einer durchschnittlichen Periode von 11,1 Jahren beobachten läßt. Mit der *Sonnenfleckenrelativzahl* wird die Fleckenhäufigkeit gekennzeichnet.

Sie erreichte im Mai 1947 die seit Jahrhunderten nicht beobachtete Rekordzahl von über 200. Das darauf folgende Maximum bestand im März 1958.

Die Granulation überdeckt flockenartig den überwiegenden Teil der Sonnenoberfläche. Es handelt sich um Kalziumwolken von etwa 100 km Durchmesser. Die Sonnenfackeln entstehen bevorzugt in Fleckennähe, sie zeigen erhöhte Temperatur und Helligkeit und breiten sich flächig in langen Lichtadern aus. Eruptive Protuberanzen sind Gasmassen, die hauptsächlich aus Wasserstoff, Helium und ionisiertem Kalzium bestehen. Sie werden aus der Sonnenphotosphäre mit Geschwindigkeiten bis zu 400 km/s in Höhen bis zu 1 Million km emporgeschleudert. Sonnenflecken haben eine niedrigere Temperatur als ihre Umgebung; es wurden Fleckengrößen bis zu 18 Erddurchmessern beobachtet. In den Flecken entstehen sehr starke Magnetfelder mit Feldstärken bis 4500 Gauß (Magnetfeld der Erde 0,5 Gauß; 1 Gauß = 10^{-5} Weber/Quadratmeter). Mit dem Fleckenmaximum ist eine erhöhte Gesamttätigkeit der Sonne verbunden, die die überdurchschnittlich große Erzeugung und Aussendung sichtbarer sowie unsichtbarer kurzwelliger Strahlung verschiedener Wellenlängen zur Folge hat. Deshalb wird die Hochatmosphäre unserer Erde in Abhängigkeit von der Sonnenaktivität mehr oder weniger stark ionisiert. Mit der unterschiedlichen Ionenkonzentration verändert sich die Reflexionsfähigkeit der Ionosphäre.

Die jahreszeitlichen und täglichen ionosphärischen Zustandsänderungen sind erklärlich, denn in den Sommermonaten ist die Sonnenbestrahlung der Ionosphäre länger andauernd und intensiver als in den Wintermonaten. Ebenso bewirkt die fehlende Ultraviolettstrahlung in den Nachtstunden, daß die Schichten nicht mehr ionisiert werden und erst mit Sonnenaufgang wieder ein Anstieg der Ionenkonzentration erfolgt. Wenn während der Tagesstunden die Ionosphäre der vollen Sonnenstrahlung ausgesetzt ist, erhält jede Schicht eine von der Bestrahlungsintensität abhängige Ionendichte.

Die am tiefsten liegende *D-Schicht* befindet sich noch in einer relativ dichten Region der Atmosphäre; ihre Ionisation ist während der Mittagsstunden am kräftigsten und fällt nach Sonnenuntergang schnell

bis zum Nullwert ab. Die nur in den Tagesstunden vorhandene D-Schicht absorbiert die Frequenzen des Mittelwellenbereiches sowie die längeren Kurzwellen. Die relativ geringen Tagesreichweiten im 160- und 80-m-Amaturband sowie der Mittelwellenrundfunksender lassen sich hauptsächlich auf die Absorption in der D-Schicht zurückführen. Im Winter wird die Tageslicht-D-Schicht nur relativ schwach ionisiert; demzufolge ist auch die Absorption geringer. Diese Tatsache deckt sich mit der Beobachtung, daß im obenerwähnten Frequenzbereich im Winter größere Tagesreichweiten möglich sind als im Sommer.

Die der D-Schicht folgende *E-Schicht* ist auch in den Nachtstunden teilweise vorhanden; sie hat jedoch infolge fehlender Sonneneinstrahlung eine wesentlich geringere Ionendichte als am Tage. Die 80-m-Welle wird in der E-Schicht zum Teil absorbiert. Die 40-m-Ausstrahlungen kommen bei ausreichender Ionendichte bereits in der E-Schicht zur Reflexion.

Den Hauptteil an der Ausbreitung über ionisierte Schichten trägt die *F-Schicht*. Durch sie werden die enormen Reichweiten der Kurzwellen ermöglicht. Die *Appleton*-Schicht weist die größte Höhenausdehnung auf. Ihre Ionisierung bzw. Entionisierung erfolgt sehr träge und bei weitem unabhängiger von der Sonnenstellung, als das bei den tiefer liegenden Schichten der Fall ist. Nach Sonnenuntergang vermindert sich die Ionenkonzentration der F-Schicht allmählich, sie erreicht kurz vor dem nächsten Sonnenaufgang ein Minimum, ohne jedoch ganz zu verschwinden. In den Tagesstunden kann sich die F-Schicht unter dem Einfluß intensiver Bestrahlung in 2 getrennte Schichten aufspalten. Es bildet sich dann eine höher liegende *F_2-Schicht* und die darunter befindliche *F_1-Schicht*. Ein Nutzeffekt der F_1-Schicht besteht kaum. Im Gegenteil: Sie wirkt zusätzlich absorbierend für die von der F_2-Schicht reflektierte Strahlung.

Zwischen dem Abklingbereich der Bodenwelle und den Punkten, an denen die reflektierte Raumstrahlung wieder die Erdoberfläche erreicht, liegt eine empfangstote Zone, in der weder die Bodenwelle noch die Raumwelle empfangen werden kann. Durch mehrfache Reflexionen treten *tote Zonen* wiederholt auf. Die Ausdehnung der Toten Zone – sie ist mit der *Sprungdistanz* identisch – hängt von Höhe und Ionisationsgrad der reflektierenden Schicht sowie von der Sendefrequenz ab. Die Sprungdistanz wird mit steigender Frequenz größer.

2.3.1. Die Ausbreitung im 80-m-Amateurband

Während der Tagesstunden können nur relativ geringe Entfernungen überbrückt werden, weil die 80-m-Welle von der D-Schicht stark absorbiert wird. Im Winter sind die Tagesreichweiten etwas größer als im Sommer, maximal dürften sie etwa 400 km betragen.

Mit dem Abbau der D-Schicht nach Sonnenuntergang wird die Dämpfung verringert, und die Reichweiten steigen an. Während der Nachtstunden können nicht selten mehr als 1000 km überbrückt werden, sofern störende Nahstationen im sehr dichtbesetzten Band und der im Sommer hohe atmosphärische Störpegel eine einwandfreie Verbindung ermöglichen.

Während der Wintermonate und besonders zu Zeiten des Sonnenfleckenminimums ist in den ersten Morgenstunden (vor Sonnenaufgang) oft interkontinentaler Funkverkehr möglich. Die dabei auftretende Tote Zone von etwa 1000 km Sprungdistanz bewirkt, daß Europastationen nur innerhalb ihrer Bodenwellenreichweite den Empfang stören können.

2.3.2. Die Ausbreitung im 40-m-Amateurband

Auch im 40-m-Band ist die Dämpfung durch die Tages-D-Schicht noch erheblich, allerdings erreicht man bereits normale Tagesreichweiten bis 1000 km, die bei günstigen Ausbreitungsbedingungen bis auf

etwa 2000 km ansteigen können. Die Tote Zone beträgt am Tage etwa 100 km.

Besonders zu Zeiten des Sonnenfleckenminimums bestehen oft bereits in den späten Nachmittagsstunden interkontinentale Verbindungsmöglichkeiten, die aber wegen störender Nahstationen nur selten genutzt werden können. Nachts – und insbesondere während der Wintermonate – vergrößert sich die Sprungdistanz, deren Maximum etwa um Mitternacht vorhanden ist. Da Europa dann in der Toten Zone liegt, können störungsfreie Funkverbindungen mit allen Kontinenten hergestellt werden. Geringste Dämpfung und damit größte Reichweiten treten auf, wenn sich der gesamte Ausbreitungspfad auf der Nachtseite der Erde befindet (Fehlen der absorbierenden D-Schicht).

Die atmosphärischen Störungen sind geringer als im 80-m-Band, sie können jedoch besonders im Sommer die Verkehrsmöglichkeiten erheblich beeinträchtigen.

2.3.3. Die Ausbreitung im 20-m-Amateurband

Das 20-m-Amateurband stellt das traditionelle DX-Band dar (DX = Verbindung über sehr weite, interkontinentale Entfernungen). Fast zu allen Zeiten läßt sich dieses Band »rund um die Uhr« für den Verkehr mit anderen Kontinenten benutzen; lediglich zur Zeit des Sonnenfleckenminimums ist das 20-m-Band nur tagsüber und in den Dämmerungsperioden »offen«, nachts bestehen dann keine Verbindungsmöglichkeiten.

Es tritt fast immer eine Tote Zone auf, deren Sprungdistanz am Tage zu Zeiten geringer Sonnentätigkeit etwa 1000 km beträgt; im Sonnenfleckenmaximum geht sie auf 400 km und weniger zurück. In den Sommermonaten ist dann zeitweise keine Zone mehr vorhanden.

Mit Eintritt der Abenddämmerung dehnt sich die Tote Zone rasch aus, die nächtliche Sprungdistanz kann dann im Maximum 4000 km betragen. Besonders günstige Bedingungen sind gegeben, wenn ein Teil des Ausbreitungspfades über die Nachtseite der Erde läuft.

Für Europaverbindungen ist das 20-m-Band nur während des Sonnenfleckenmaximums im Sommer bedingt brauchbar. Atmosphärische Störungen treten kaum in Erscheinung.

2.3.4. Die Ausbreitung im 15-m-Amateurband

Die Ausbreitungsbedingungen sind stark vom Sonnentätigkeitszyklus abhängig. Während des Sonnenfleckenmaximums ist das Band fast durchgehend für den DX-Verkehr geöffnet. Dabei können wegen der geringen Dämpfung mit kleinen Strahlungsleistungen sehr große Entfernungen überbrückt werden.

Zu Zeiten des Sonnenfleckenminimums ist das Band bestenfalls in den Sommermonaten tagsüber und meist nur kurzzeitig brauchbar. Nachts bestehen dann keine Fernverbindungsmöglichkeiten, in den Wintermonaten fällt das Band ganztägig aus.

Gelegentlich können Reflexionen an der *sporadischen E-Schicht* auftreten, es sind dann Kontakte über Entfernungen von etwa 2000 km möglich. Atmosphärische Störungen beeinflussen das 15-m-Band nicht.

2.3.5. Die Ausbreitung im 10-m-Amateurband

Das Band ist nur in Zeiten starker Sonnenaktivität für Verbindungen über Raumwellenreflexion brauchbar. Es bestehen dann während der Tagesstunden hervorragende DX-Möglichkeiten, wobei selbst mit sehr kleinen Senderleistungen Weitverbindungen hergestellt werden können. Es ist mit einer Toten Zone von 4000 km zu rechnen. Der Ausbreitungsweg muß auf der Tagseite der Erde verlaufen, d. h., bei Bandöffnung in den Morgenstunden sind

zunächst fernöstliche Stationen zu erreichen. Bei maximaler Sonnenaktivität kann das Band im Sommer bis in die späten Abendstunden brauchbar sein. Die Abhängigkeit von der Sonnentätigkeit ist extrem.

Zu Zeiten des Sonnenfleckenminimums fällt das 10-m-Band für Fernverbindungen völlig aus. Lediglich durch Reflektionen an der sporadischen E-Schicht bestehen gelegentlich kurzzeitige Verbindungsmöglichkeiten über mittlere Entfernungen.

2.4. Die Ausbreitung der Ultrakurzwellen und ihre Besonderheiten

Die Ultrakurzwellen nehmen im Spektrum der elektromagnetischen Schwingungen den Bereich von 10 bis 1 m ein, entsprechend einem Frequenzbereich von 30 bis 300 MHz. *Ultrakurzwellen (UKW)* werden international als *VHF* (engl.: *Very High Frequencies*) bezeichnet.

Die Ausbreitung der Ultrakurzwellen nähert sich bereits weitgehend der des Lichtes. Man nennt sie deshalb auch quasioptische (dem Licht ähnliche) Wellen. In ihrer Gesamtheit können jedoch nur die Bereiche der Dezimeter-, der Zentimeter- und der Millimeterwellen als quasioptisch bezeichnet werden, während die Ultrakurzwellen in ihrem langwelligen Teil das Übergangsgebiet zu den Wellen, die dem Lichte ähnlich sind, darstellen.

2.4.1. Die quasioptische Ausbreitung der Ultrakurzwellen

Den Funkamateur interessiert in diesem Bereich besonders das 2-m-Band (144 bis 146 MHz). Abgesehen von seltenen Ausnahmefällen ist in diesem Frequenzgebiet eine ionosphärische Reflexion bereits nicht mehr möglich.

Besonders gut eignen sich Ultrakurzwellen zur sicheren Überbrückung von Entfernungen innerhalb der theoretisch möglichen optischen Sichtweite. Innerhalb dieser Distanz treten praktisch keine Feldstärkenschwankungen auf, und selbst mit kleinsten Senderleistungen ist eine zuverlässige Funkverbindung, unabhängig von ionosphärischen oder meteorologischen Einflüssen, gewährleistet.

Die tatsächlich jederzeit sicheren Reichweiten der 2-m-Welle gehen jedoch um mindestens 15% über den optischen Horizont hinaus. Neuere Forschungen erklären diese Krümmung der Ultrakurzwellen zur Erdoberfläche hin als eine Folge des mit der Höhe abnehmenden Brechungskoeffizienten der Luft. Er wird bestimmt durch Wasserdampfgehalt, Druck und Temperatur der Troposphäre. Die Vergrößerung der sicheren UKW-Reichweite über den optischen Horizont hinaus wird durch die Näherungsformel

$$d = 4{,}13 \cdot (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \qquad (2.3.)$$

berücksichtigt;

d – sichere 2-m-Reichweite in km

h_1 – Antennenhöhe des Senders in m über NN

h_2 – Antennenhöhe des Empfängers in m über NN.

Dieser Formel liegt der sogenannte *Vierdrittel-Radius* der Erde zugrunde, d.h., es wird nicht mit dem tatsächlichen mittleren Erdradius von 6370 km gerechnet, sondern mit einem um ein Drittel vergrößerten *effektiven Erdradius* von rund 8500 km.

2.4.2. Überreichweiten der Ultrakurzwellen

Mitunter werden im UKW-Bereich Überreichweiten beobachtet (bis 1000 km und mehr), die sich mit der normalen Überhorizontausbreitung nicht erklären lassen. Solche Besonderheiten können verschie-

dene Ursachen haben, sie ergeben sich aber am häufigsten durch besondere Zustände in der Troposphäre.

2.4.2.1. *Troposphärisch bedingte Überreichweiten*

Die Temperatur der Troposphäre fällt im allgemeinen mit zunehmender Höhe, und zwar um 6 bis 8 °C je 1000 m Anstieg (s. Bild 2.1.). Infolge von Luftbewegungen und sonstigen meteorologischen Einflüssen kann jedoch die Änderung der Lufttemperatur sowie der relativen Feuchte sehr sprunghaft und dadurch vom Normalverlauf abweichend erfolgen (Bild 2.5.). Eine solche *Temperaturumkehr* – auch *Inversion* genannt – bedeutet einen Wechsel in der Luftdichte. Dabei bildet die Warmluft ein dünneres Medium als die Kaltluft.

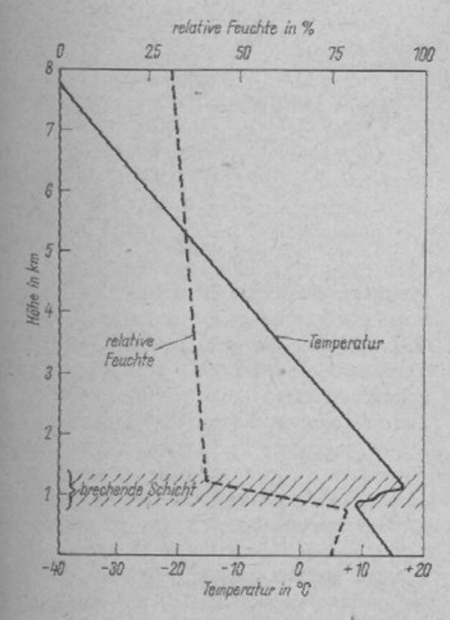


Bild 2.5. Beispiel für den Verlauf von Temperatur und relativer Feuchte in der Troposphäre bei Bildung einer Inversion

Das Brechungsgesetz der Optik besagt, daß ein Lichtstrahl beim Übertritt aus einem optisch dichten Medium in ein optisch dünneres Medium vom Lote weg gebrochen wird, dagegen beim Eintritt in ein optisch dichteres Medium eine Brechung zum Lote hin erfährt.

Auch die Ultrakurzwellen verhalten sich bei Dichteänderungen des Ausbreitungsmediums wie Lichtstrahlen. Beim Eintritt in eine Inversionsschicht erfährt die Wellenfront eine Krümmung zur Erdoberfläche hin (Bild 2.6.). Die Inversionsschichten befinden sich in verhältnismäßig geringer Höhe über der Erde. Entweder sind es *Bodeninversionen* in Erdbodennähe (geringe Überreichweiten) oder *Höheninversionen* in Höhen bis zu einigen tausend Metern (große Überreichweiten).

Aus Bild 2.6. ist zu ersehen, daß im Fall des direkten Übertragungsweges nur solche Wellenzüge die Gegenstation (Empfänger I) erreichen, die in einem möglichst flachen Winkel annähernd tangential zur Erdoberfläche abgestrahlt werden. Läßt der Zustand der Troposphäre eine Krümmung der Wellen und damit Überreichweiten zu, so ist ebenfalls ein sehr flacher Abstrahlwinkel (Übertragungsweg zum Empfänger II) erforderlich. Daraus geht hervor, daß Antennen mit guten Bündelungseigenschaften in der H-Ebene besonders vorteilhaft für die Erzielung großer Reichweiten sind.

Ein besonderes Phänomen ist die seltene troposphärische *Schlauchübertragung* (engl.: ducting). Sie kann entstehen, wenn mehrere Inversionsschichten übereinander liegen. Ein Funkstrahl, der zwischen diese Schichten gelangt, wird so lange von einer zur anderen Schicht reflektiert, bis die untere Schicht »Löcher« zeigt (Bild 2.7.a). Dieser Fall ist dadurch gekennzeichnet, daß Verbindungen nur mit weit entfernten Stationen in einem oft sehr eng begrenzten Raum möglich sind. Dazwischen befindet sich eine empfangstote Zone. Die Schlauchübertragung kann sich aber auch zwischen der Erdoberfläche und einer sehr weitreichenden Bodeninversionsschicht ausbilden (Bild 2.7.b). Kennzeichnend für diese Art

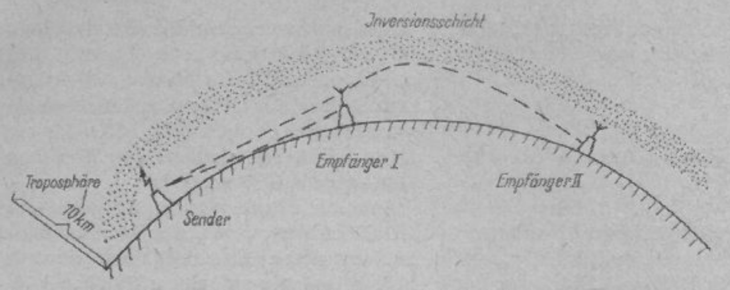


Bild 2.6. Die Ausbreitung der Ultrakurzwellen in der Troposphäre

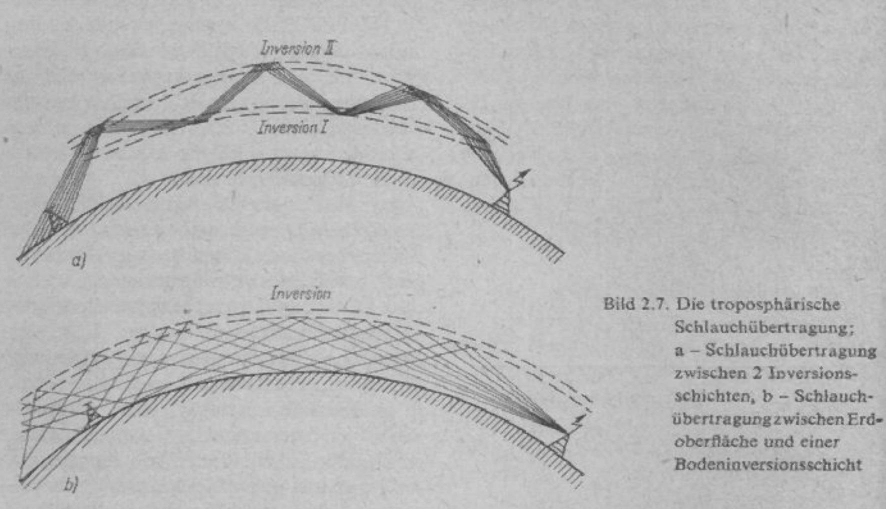


Bild 2.7. Die troposphärische Schlauchübertragung; a – Schlauchübertragung zwischen 2 Inversionsschichten, b – Schlauchübertragung zwischen Erdoberfläche und einer Bodeninversionsschicht

des ducting ist, daß es auf dem Ausbreitungsweg keine empfangstoten Zonen gibt. Ist der Brechungsindex in der Troposphäre so groß, daß ein parallel zur Erdoberfläche abgestrahlter Wellenzug wieder zur Erdoberfläche reflektiert wird, dann spricht man von *Super-Refraktion*. Es erfolgt dabei eine totale Reflexion an einer Inversionsschicht, ähnlich dem Vorgang, der bei Kurzwellen an den Schichten der Ionosphäre auftritt.

2.4.2.2. *Überreichweiten durch Streustrahlübertragung (Scatter)*

In der hohen Troposphäre, vorzugsweise bei etwa 10 km Höhe, finden intensive Vertikalbewegungen der Luft, sogenannte Ausgleichsvorgänge statt. Diese Durchmischung von Luftströmungen mit unterschiedlichen Temperaturen verursacht eine dauernde Turbulenz. Es entstehen dabei parasitäre Inhomogenitäten – man könnte sie auch als Luftschlieren bezeichnen –, die sich von den sie umgebenden Luftteilchen hinsichtlich Temperatur, Druck und Feuchtigkeit unterscheiden (Bild 2.8.). Läuft die Wellenfront durch das Gebiet dieser Inhomogenitäten, so wird ein geringer Bruchteil der Strahlung diffus zerstreut. Da die gestreuten Wellen in verschiedenen Richtungen auseinandergehen, gelangt ein Teil dieser Wellen hinter der Grenze der direkten Sicht wieder zur Erdoberfläche. Diese Restfeld-

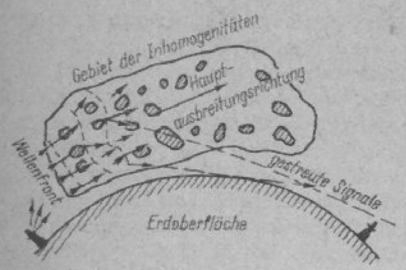


Bild 2.8. Die Streuung hochfrequenter Wellen in der Troposphäre

stärke ist außerordentlich gering, zeigt aber eine hohe Konstanz.

Bei der *troposphärischen* Streustrahlübertragung *(tropospheric scatter)* verwendet man Frequenzen zwischen etwa 100 und 1000 MHz (vorzugsweise um 500 MHz). Dabei kann die Funkfeldlänge bis 800 km (manchmal auch 1000 km) betragen. Die Empfangsqualität ist gering, und es tritt eine Bandbreitenverringerung des zu übertragenden Signals auf. Die Bandbreitenverringerung wird durch irreguläre Phasenverschiebungen der aus verschiedenen Streubereichen zum Empfänger gelangenden Wellen hervorgerufen. Durch Lageveränderungen der Streuzellen in der Troposphäre entstehen außerdem mehr oder weniger tiefe Schwundeinbrüche.

Stabilere Funklinien erhält man durch die ionosphärische Streustrahlübertragung (engl.: *ionospheric scatter*). In diesem Falle nutzt man eine gewisse Streuung an den unteren Ionosphärenschichten in einer Höhe von annähernd 100 km aus. Dabei werden Frequenzen zwischen 25 und 60 MHz verwendet. Die Funkfeldlinie beträgt 1000 bis 2500 km. Bei geringeren Entfernungen als 1000 km nimmt die Feldstärke der Streustrahlung stark ab.

2.4.2.3. *Die Reflexion von Ultrakurzwellen an Meteorbahnen (Meteorscatter)*

Die Erde kommt auf ihrer Bahn laufend mit einer unvorstellbar großen Anzahl meist kleiner, staubförmiger Meteoriten in Kollision. Die Meteoriten dringen mit teilweise sehr hoher Geschwindigkeit (bis zu 72 km/s) in unsere Atmosphäre ein, sie verdampfen und verbrennen im allgemeinen durch die Reibungswärme in etwa 100 bis 200 km Höhe. Nur ein ganz geringer Teil dieser Meteoriten ist so groß, daß bei ihrer Verbrennung in der Atmosphäre eine sichtbare Leuchtspur (Sternschnuppe) entsteht. Äußerst selten haben Meteoriten genügend Masse, um in der Atmosphäre nicht restlos zu verbrennen.

Es werden 2 Gruppen von Meteoriten unterschieden. Die 1. Gruppe ist im Weltenraum immer vorhanden und dort sporadisch verteilt. Sie bewegen sich ziellos und mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten. Die Meteoriten der 2. Gruppe bewegen sich auf einer bestimmten Bahn in gleicher Richtung und mit gleicher Geschwindigkeit. Es sind die Meteorströme – auch Meteoritenschauer genannt –, die die Erdbahn in periodischen Zeitabständen kreuzen.

Ein in der Atmosphäre verbrennender Meteor hinterläßt nicht nur eine Leuchtspur, er erzeugt vor seiner endgültigen Verdampfung auch einen Ionisationskanal. Dieser ionisierte Schweif ist sehr kurzlebig, da er sich in der dünnen Atmosphäre schnell ausbreitet, und dadurch zerstreut. Im Zustand der Konzentration tritt jedoch eine so intensive Ionisation auf, daß die Ultrakurzwellen am Ionisationskanal reflektiert werden können. Je größer der fallende Meteor, desto mächtiger und damit langlebiger ist dessen Ionisationskanal.

Die Funkübertragung durch Meteorscatter wird im kanadischen Janet-Verfahren kommerziell genutzt. Auch die 2-m-Amateure beschäftigen sich mit diesem Übertragungsverfahren. Sie stützen sich dabei nicht auf Zufallserfolge, die durch sporadisch auftretende Meteore verursacht werden können, sondern nutzen die periodisch auftretenden Meteoritenschwärme. Da deren Bahn und Geschwindigkeit größtenteils bekannt ist, kann man den Zeitpunkt, zu dem sich die Erdbahn mit der Meteoritenbahn kreuzt, ziemlich genau vorausberechnen (Bild 2.9.).

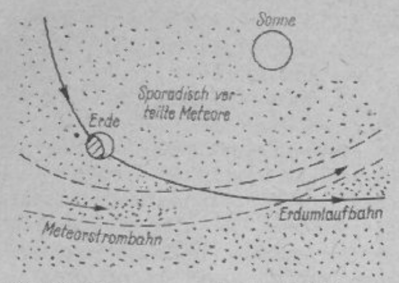


Bild 2.9. Meteorstrom- und Erdumlaufbahn

Da die reflektierenden Ionisationskanäle von Meteorbahnen nur kurzlebig sind, ergeben sich über Meteorscatter auch nur sehr kurzzeitige Verbindungsmöglichkeiten. Erst wenn eine Vielzahl einfallender Meteoriten ständig neue reflektierende Ionisationskanäle schafft, treten sogenannte *Bursts* mit einer Dauer von mehreren Sekunden bis zu etwa 2 min auf. Eine darüber hinausgehende zusammenhängende Verbindungsmöglichkeit gibt es nur selten.

2.4.2.4. *Die Reflexion von Ultrakurzwellen am Polarlicht*

Von Zeit zu Zeit schleudert die Sonne riesige, elektrisch geladene Gasmassen in den Weltraum. Diese haben keinen Wellencharakter, ihre Ausbreitungsgeschwindigkeit beträgt deshalb auch nur etwa 1500 km/s. Da hierbei Korpuskeln (kleinste Teilchen) ausgestrahlt werden, heißt diese Art der Strahlung *Korpuskelstrahlung*.

Gerät unsere Erde in einen solchen Korpuskelstrom, so lenkt der Einfluß des erdmagnetischen Feldes die Ionen und Elektronen des Korpuskelstromes in Richtung der Erdpole ab. In der Nähe des 70. Breitengrades, der sogenannten Polarlichtzone, tritt die Korpuskelstrahlung in die Erdatmosphäre ein und bewirkt dort neben einer zusätzlichen Ionisierung das bekannte Polarlicht. Gleichzeitig entwickelt sich entlang der Polarlichtzone ein Stromsystem, dessen stark schwankendes Magnetfeld dem konstanten erdmagnetischen Feld überlagert wird. Es entsteht ein erdmagnetischer Sturm, dessen Intensität entlang der Polarlichtzone am größten ist.

Die durch intensive Korpuskelstrahlung herbeigeführte zusätzliche Ionisation kann in der Polarlichtzone örtlich hohe Werte annehmen. Es bilden sich deshalb oft in unmittelbarer Nähe der Polarlichter ausgesprochene Ionisationszentren aus, die so kräftig sind, daß die Ultrakurzwellen dort reflektiert werden können.

Die Reflexion an der sogenannten Nordlicht-E-Schicht erfolgt in einer Höhe von durchschnittlich mehr als 100 km. Durch die diffuse Reflexion entstehen sehr starke Verzerrungen des zu übertragenden Signals. Es lassen sich deshalb nur Telegrafieverbindungen ermöglichen.

Polarlichter sind in den Zeiten des Sonnenfleckenmaximums am häufigsten. Jahreszeitlich erscheinen sie bevorzugt im Vorfrühling (März) und Vorherbst (September).

Etwa 26 Stunden nach Beginn einer größeren Sonneneruption kann mit dem Eintreffen der Korpuskelwolke in der Ionosphäre gerechnet werden. Es kommt allerdings auch vor, daß die von der Sonne ausgeschleuderte Korpuskelstrahlung die Erde nicht trifft und trotz festgestellter Sonneneruptionen die geschilderten Auswirkungen in der Erdatmosphäre ausbleiben. Das ist meist dann der Fall, wenn die Ausbrüche in der Nähe des Sonnenrandes stattfinden.

2.4.2.5. *Die Reflexion von Ultrakurzwellen an der sporadischen E-Schicht*

In der Ionosphäre treten manchmal zufällige Veränderungen der Elektronenkonzentration auf. Diese zeigen sich beispielsweise in einer statischen Bewegung des ionosphärischen Windes. Es entwickeln sich dann besonders in den niedrigen Bereichen der Ionosphäre Inhomogenitäten mit sehr intensiver Ionisation. Da diese sporadisch verteilten Zentren stark erhöhter Elektronenkonzentration innerhalb und unterhalb der normalen E-Schicht auf-

treten, spricht man auch von einer *sporadischen E-Schicht* (E_s-Schicht). Ihre Entstehung ist bisher noch nicht eindeutig geklärt, dagegen sind ihre Auswirkungen nahezu bekannt.

Es ist erwiesen, daß für einen begrenzten Teil des UKW-Bereiches zwischen 30 MHz und etwa 100 MHz ionosphärische Reflexionen an der E_s-Schicht stattfinden können. Auch im 2-m-Band wurden durch Amateure bereits Entfernungen überbrückt, die nach den gegebenen Umständen sehr wahrscheinlich durch Reflexion an der E_s-Schicht zustande gekommen sind. Da die Reflexion in einer Höhe von etwa 100 bis 150 km Höhe stattfindet, läßt sich errechnen, daß die Strahlung rund 900 bis 2000 km vom Sender entfernt wieder zur Erdoberfläche gelangt.

2.4.2.6. *Die UKW-Ausbreitung über Mondreflexionen und Satelliten*

Der als *EME-Technik* (Erde–Mond–Erde-Technik) bezeichnete Ausbreitungsweg geht von der Erkenntnis aus, daß Ultrakurzwellen die unseren Planeten umhüllenden Ionosphärenschichten durchstoßen und sich im Weltraum weiter ausbreiten. Bereits 1946 gelang es mit einem umgebauten Radargerät bei einer Frequenz von 111,5 MHz die vom Mond reflektierten Impulse wieder zu empfangen. Die erste Amateurzweiwegverbindung über Mondreflexion wurde am 21. Juli 1960 zwischen *W6HB* (San Carlos/Kalifornien) und *W1BU* (Medfield/Massachusetts) auf 1296 MHz abgewickelt. Auf beiden Seiten kamen Parabolspiegelantennen und Senderleistungen von 400 W HF zum Einsatz. Die Stationen waren 4320 km voneinander entfernt und konnten über einen Umweg von rund 768000 km miteinander in Verbindung treten. 1964 folgten eine ganze Reihe von geglückten Amateurversuchen im 2-m-Amateurband und auf dem 70-cm-Band, bei denen mehrere Verbindungen zwischen Europa und dem amerikanischen Kontinent über Mondreflexion zustandekamen.

Die Durchführung der EME-Verbindungen erforderten einen hohen technischen Aufwand. Für manche kommerzielle Anwendungen ist auch die relativ große Signallaufzeit von annähernd 5 s zu groß.

Besondere Perspektiven der Übertragungswege im UKW-Bereich eröffnen die Erdsatelliten. Sie werden als künstliche Trabanten unserer Erde auf eine vorausberechnete Bahn gebracht. Neben Funksatelliten, die der wissenschaftlichen Forschung dienen (z.B. *OSCAR*), gibt es bereits solche, die für die interkontinentale Übertragung von Fernsehsendungen eingesetzt sind (*MOLNIJA 1*, *TELSTAR*, *SYNCOM*).

Passive Funksatelliten bestehen vorwiegend aus großen Ballons, deren Außenhaut metallisiert ist (z.B. Ballon *ECHO*). Dadurch haben sie ein gutes Reflexionsvermögen für quasioptische Wellen und wirken als passive Reflektoren. Bei den aktiven Funksatelliten handelt es sich um künstliche Erdtrabanten, die durch eine elektronische Einrichtung Funksignale von der Erde aufnehmen und auf einer anderen Frequenz wieder abstrahlen. Teilweise arbeiten diese aktiven Funksatelliten auch mit elektronischen Speichereinrichtungen. Die gespeicherten Funksignale werden erst nach Ablauf einer bestimmten Zeit wieder abgestrahlt.

Literatur zu Abschnitt 2.

Beckmann, B.: Ausbreitung elektromagnetischer Wellen, 2. Auflage, Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig KG, Leipzig 1948

Hüter, W.: Die Ionosphäre, Methoden und Ergebnisse ihrer Erforschung, Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band III, Berlin 1954

Lange, H.: IQSV – Internationale Jahre der ruhigen Sonne, Elektronisches Jahrbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

Lange-Hesse, G.: Die Ionosphäre und ihr Einfluß auf die Ausbreitung kurzer elektrischer Wellen, »DL-QTC«, 1955, Hefte 9 bis 12; 1956, Hefte 1 bis 3, W. Körner-Verlag, Stuttgart

Lange-Hesse, G.: Kurzwellen- und Ultrakurzwellen-Verbindungen durch Übertragung am Polarlicht, »DL-QTC«, Hefte 6 und 7, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1957

Morgenroth, O.: Radioastronomie, Elektronisches Jahrbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

Peuker, H.: UKW-Funkamateure benutzen den Mond als Reflektor für Funkwellen, Elektronisches Jahrbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

Rothammel, K.: Die Ultrakurzwellen, Reihe »Der praktische Funkamateur«, Band 15, Deutscher Militärverlag, Berlin 1961

Streng, K.-K.: Transkontinentales Fernsehen über Synchronsatelliten, Elektronisches Jahrbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

Autorenkollektiv: electronicum, Seiten 112 bis 124, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

3. Wirkungsweise und Eigenschaften von Antennen

Eine Antenne hat die Aufgabe, aus einem vorhandenen elektromagnetischen Feld Energie zu entnehmen (Empfangsantenne) oder die von einem Hochfrequenzgenerator (Sender) gelieferte Energie in Form elektromagnetischer Wellen auszustrahlen (Sendeantenne). Nach dem Reziprozitätstheorem kann man die gleiche Antenne zum Empfangen und zum Senden verwenden, ihre charakteristischen Eigenschaften und Kenngrößen bleiben in beiden Fällen sinngemäß die gleichen. Man spricht deshalb auch von *reziproken* Antennen. Bei späteren Erklärungen wird aus Gründen der Anschaulichkeit vorwiegend der Sendefall einer Antenne zugrunde gelegt und deshalb die Antenne oft kurz als Strahler bezeichnet.

3.1. Der Halbwellendipol

Das einfachste und gleichzeitig am stärksten verbreitete Resonanzgebilde in der Antennentechnik ist der sogenannte *Halbwellendipol*. Er bildet das Grundelement fast aller Antennenformen und wird auch als Bezugsantenne für die vergleichende Kennzeichnung des Antennengewinnes verwendet. Um die Eigenschaften und die Wirkungsweise von Antennen verstehen zu können, muß man sich zuerst mit der Theorie des Halbwellendipols beschäftigen.

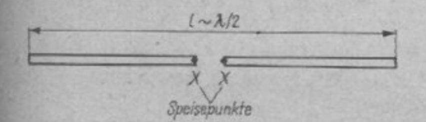


Bild 3.1. Der Halbwellendipol

Wie schon der Name sagt, hat der Halbwellendipol eine Längenausdehnung, die etwa der halben Wellenlänge ($\lambda/2$) der jeweils verwendeten Frequenz entspricht. In diesem Fall befindet sich der Dipol in Resonanz mit der Wellenlänge (Bild 3.1.). Der Ausdruck Dipol bedeutet Zweipol und kennzeichnet, daß der Halbwellenstrahler in seiner geometrischen Mitte aufgetrennt ist. An den dort entstehenden »2 Polen«, den Speisepunkten xx, kann man die Speiseleitung bzw. den Sender oder den Empfänger anschließen.

3.1.1. Die Strom- und Spannungsverteilung auf einem Halbwellenstrahler

Ein gestreckter elektrischer Leiter (z. B. ein Draht, Stab oder Rohr) weist eine bestimmte Induktivität und Kapazität auf, die gleichmäßig über die Leiterlänge verteilt sind. Bild 3.2.a soll das verdeutlichen, indem in den Leiter gleichmäßig verteilte Induktivitäten L_1 bis L_7 mit den zugehörigen Kapazitäten sowie die über den Leiter verteilten Kapazitäten C_1 bis C_4 eingezeichnet sind. Es wird vorausgesetzt, daß in einem bestimmten Augenblick alle Kondensatoren eine bestimmte Ladung (Spannungspotential) haben. Die Kondensatoren entladen sich nun über die Induktivitäten in ihrem Bereich. Dabei fließt jeweils ein Strom, und es entsteht ein entsprechendes magnetisches Feld. Der Ladungsausgleich von C_4 über L_4 verursacht einen Strom I_4, C_3 entlädt sich über L_3, L_4 und L_5 mit dem Strom I_3,

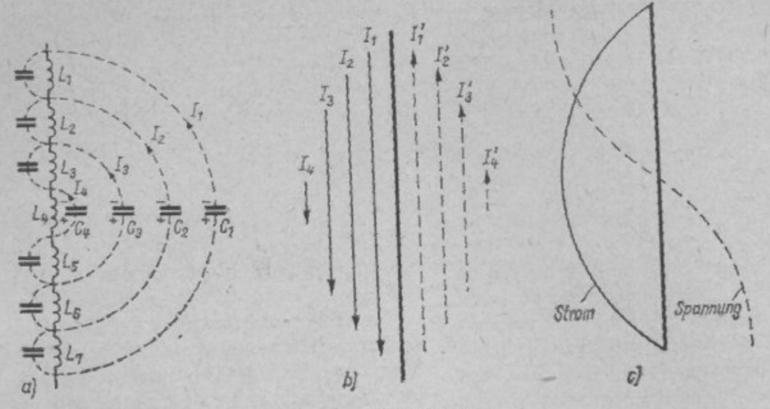


Bild 3.2. Die Stromverteilung auf einem Halbwellenstück

C_2 gleicht seine Ladung über L_2 bis L_6 aus, dabei fließt der Strom I_2. Schließlich erfolgt die Entladung von C_1 über L_1 bis L_7 mit I_1. Daraus folgt, daß in Strahlermitte der größte Strom fließt, die Summe von I_1 bis I_4. Zu den Strahlerenden hin wird der Strom immer geringer, an den Enden des Leiters ist kein Stromfluß mehr vorhanden. In Bild 3.2.b sind zur besseren Verdeutlichung die Ströme I_1 bis I_4 noch einmal in anderer Form aufgetragen. Durch den Stromfluß bauen sich um die Induktivitäten magnetische Felder auf, die eine erneute Aufladung der Kapazitäten bewirken, in diesem Falle jedoch mit entgegengesetzter Polarität. Das Vorzeichen der Spannung hat sich geändert. Der Vorgang wiederholt sich nun wieder in umgekehrter Richtung, wie das in Bild 3.2.b durch die Ströme I_1' bis I_4' angedeutet wird. Aus dieser vereinfacht konstruierten Darstellung läßt sich die in Bild 3.2.c wiedergegebene Strom- und Spannungsverteilung eines resonanten Halbwellenstrahlers ableiten.

Zwischen der Spannung und dem Strom besteht eine Phasenverschiebung von 90°, während der Phasenunterschied der Spannung an den Strahlerenden 180° beträgt.

Aus der Strom- und Spannungsverteilung auf einem Halbwellenstrahler kann man weiterhin entnehmen, daß in der Strahlermitte der Strom ein Maximum hat (Strombauch), während dort gleichzeitig der Nulldurchgang der Spannung liegt (Spannungsknoten). An den Strahlerenden findet man umgekehrte Verhältnisse vor: Spannungsmaximum fällt mit einem Stromnull zusammen. Aus der Spannungsverteilung erklärt sich ferner, daß Halbwellenelemente häufig in ihrer geometrischen Mitte direkt und metallisch leitend mit dem geerdeten Antennenträger verbunden werden. Wie ersichtlich, erfolgt dabei die Befestigung im Spannungsnull, so daß sich eine Isolation erübrigt. Halbwellenelemente lassen sich deshalb in ihrer geometrischen Mitte erden. Es muß jedoch erwähnt werden, daß in der Strahlermitte wegen des Strahlungswiderstandes die Spannung nicht völlig »Null« wird. Ebenso verhält es sich mit dem Strom an den Strahlerenden, der als Folge des sogenannten *Endeffektes* dort ebenfalls nicht restlos verschwindet. Man spricht deshalb zutreffender von *Spannungsminimum* und *Stromminimum*.

3.1.2. Die Impedanz der Antenne

Mit der Verteilung von Strom und Spannung auf einem Strahler erhält man gleich-

zeitig einen Überblick über die Widerstandsverhältnisse. Vom Ohmschen Gesetz her ist bekannt, daß aus Spannung und Strom ein bestimmter Widerstand resultiert;

$$\frac{\text{Spannung}}{\text{Strom}} = \text{Widerstand.}$$

Bei gegebener Leistung kann deshalb der Scheinwiderstand (Impedanz) eines resonanten Strahlers für jeden Punkt auf dessen Länge durch das Verhältnis zwischen Spannung und Strom an diesem Punkt definiert werden. Dieser Widerstand ist im Resonanzfall reell, außerhalb der Resonanz wird er mit einem Blindanteil (induktiver oder kapazitiver Blindwiderstand) behaftet.

In Auswertung von Bild 3.2.c kann folgende wichtige Feststellung getroffen werden:

Strahlerenden – hohe Spannung bei geringem Strom = große Impedanz;

Strahlermitte (beim Halbwellenstrahler!) – geringe Spannung bei hohem Strom = kleine Impedanz.

Obwohl sich die Impedanz für jeden beliebigen Punkt auf der Oberfläche eines Strahlers feststellen läßt, bezeichnet man allgemein als die Impedanz einer Antenne deren Speisepunktwiderstand (Fußpunktwiderstand). Dieser liegt beim Halbwellendipol im Strombauch und ist deshalb niedrig (etwa 60 Ω).

Theoretisch kann man den Eingangswiderstand eines Halbwellendipols mit 73 Ω errechnen. Dieser Wert bezieht sich jedoch auf einen unendlich dünnen Leiter (Verhältnis λ/d = unendlich), der sich außerdem unendlich hoch über der Erde befindet. Wie aus Bild 3.3. hervorgeht, wird der Eingangswiderstand eines Halbwellendipols vom Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnis des Antennenleiters beeinflußt.

Das Verhältnis λ/d nennt man *Schlankheitsgrad*, wobei λ und d mit gleichen Dimensionen einzusetzen sind. Im Kurzwellen- und Ultrakurzwellengebiet liegen die Strahlerdurchmesser kaum unter 2 mm, so daß der Eingangswiderstand eines Halbwellendipols in diesem Bereich immer < 65 Ω angenommen werden kann.

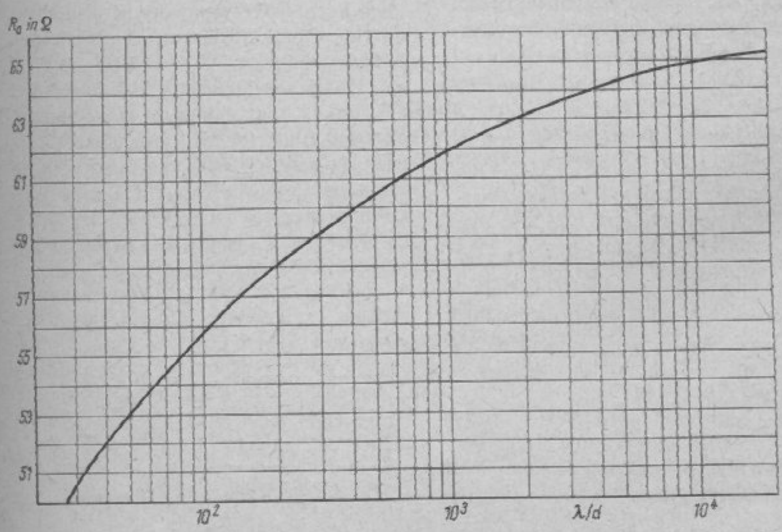


Bild 3.3. Der Eingangswiderstand R_0 eines Halbwellendipols in Abhängigkeit vom Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnis λ/d

3.1.3. Der Strahlungswiderstand

Der Strahlungswiderstand ist eine Rechengröße, aus der man verschiedene Antenneneigenschaften ableiten kann. Er wird auf das Strommaximum (Strombauch) bezogen und stellt den Ersatzwiderstand dar, der die abgestrahlte Leistung verbrauchen würde. Im Resonanzfall ist der Eingangswiderstand der Antenne ein Wirkwiderstand, er entspricht bei einem im Strombauch erregten Strahler (z.B. Halbwellendipol) der Summe von Strahlungswiderstand R_s und Verlustwiderstand R_v. Der Verlustwiderstand R_v wird hauptsächlich durch den Oberflächenwiderstand des Antennenleiters und durch dielektrische Verluste in den Isolatoren hervorgerufen. Der Verlustwiderstand kann im allgemeinen dem Strahlungswiderstand gegenüber sehr klein gehalten werden. Der Strahlungswiderstand wird sowohl von der Antennenumgebung (Höhe über Grund, Erdverhältnisse, benachbarte Gebäude usw.) als auch von den mechanischen Abmessungen des Strahlers (Schlankheitsgrad) beeinflußt.

Wenn man die abgestrahlte Leistung P_s und den Höchstwert des Antennenstromes I_{max} kennt, kann man den Strahlungswiderstand nach der Beziehung

$$R_s = \frac{P_s}{I_{max}^2} \qquad (3.1.)$$

errechnen.

Aus dem Verhältnis Strahlungswiderstand zu Verlustwiderstand läßt sich der Wirkungsgrad einer Antenne ersehen. Den Antennenwirkungsgrad η errechnet man nach

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_v}{R_s}}. \qquad (3.2.)$$

3.1.4. Der Halbwellendipol als Schwingkreis

Der in der Funktechnik übliche Schwingkreis hat konzentrierte Schaltelemente, die Induktivität wird dabei durch eine Spule und die Kapazität durch einen Kondensator dargestellt. Auch ein gestreckter Leiter weist Induktivität und Kapazität auf, jedoch nicht in konzentrierter Form, sondern gleichmäßig über seine Länge verteilt. Ist der Leiter in Resonanz mit der ihn erregenden Frequenz, so kann man ihn wie einen Schwingkreis betrachten. Das Ersatzschaltbild eines Halbwellendipols stellt einen Serienresonanzkreis nach Bild 3.4. dar. Der Widerstand R besteht dabei aus der Serienschaltung von Strahlungswiderstand und Verlustwiderstand.

Die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises wird durch die Größe der Selbstinduktion und der Kapazität nach der Beziehung $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ bestimmt ($\omega = 2\pi f = 6{,}28 f$ = Kreisfrequenz, ωL = induktiver Widerstand, ωC = kapazitiver Widerstand). Die Resonanzfrequenz eines Halbwellendipols unterliegt den gleichen Bedingungen. Induktivität sowie Kapazität – und damit die Resonanzfrequenz – werden im wesentlichen durch die geometrischen Abmessungen des Strahlers bestimmt.

Bei Vernachlässigung der Kreisverluste hängt die Güte eines Schwingkreises hauptsächlich von dessen L/C-Verhältnis ab. Großes L/C-Verhältnis (große Selbstinduktion bei kleiner Kapazität) ergibt einen schmalbandigen und damit resonanzscharfen Kreis, kleines L/C-Verhältnis (kleine Selbstinduktion bei großer Kapazität) einen breitbandigen, weniger resonanzscharfen Kreis. Die von der Kreisgüte abhängige Bandbreite eines Schwingkreises kann man aus

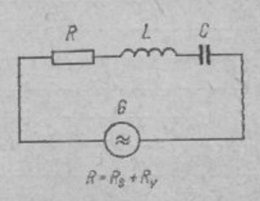


Bild 3.4. Der Halbwellendipol als Serienresonanzkreis (Ersatzschaltbild für den Resonanzfall)

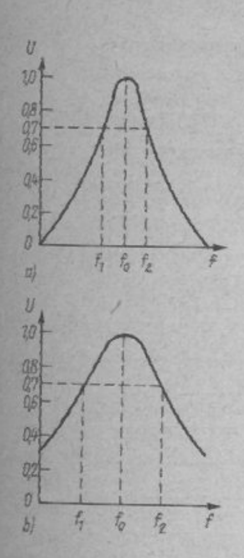


Bild 3.5. Die Resonanzkurve eines Strahlers in Abhängigkeit vom L/C-Verhältnis, Bandbreite $B = f_2 - f_1$; a – Bandbreite bei großem L/C-Verhältnis, b – Bandbreite bei kleinem L/C-Verhältnis

seiner Resonanzkurve entnehmen (Bild 3.5.) Die gleichen Resonanzkurven könnte man auch von einem Halbwellendipol erhalten, wenn dieser sich in einem homogenen elektromagnetischen Feld befindet (Empfangsfall). Bei gleichbleibender Feldstärke ist die Frequenz zu verändern, wobei jeweils die Antennenspannung U festgestellt wird. Der Höchstwert der Spannung tritt bei der Resonanzfrequenz f_0 der Antenne auf. Er wird gleich dem Wert 1,0 gesetzt. Die Frequenzmarken f_1 und f_2 kennzeichnen die Frequenzen unterhalb und oberhalb von f_0, bei denen die Spannung auf den Wert 0,7 (= 3 dB) abgesunken ist. Die *absolute Bandbreite B* ergibt sich dann aus $f_2 - f_1$. Die *relative Bandbreite b*, das Verhältnis der Bandbreite B zur Resonanzfrequenz f_0, errechnet sich nach

$$b = \frac{B}{f_0}. \qquad (3.3.)$$

Die Resonanzkurve in Bild 3.5.a würde einem Kreis mit großem L/C-Verhältnis bzw. einem Dipol mit geringer Bandbreite B entsprechen, die aus Bild 3.5.b dagegen ergäbe sich bei kleinem L/C-Verhältnis von einem Dipol mit großer Bandbreite.

Es soll nun untersucht werden, in welcher Weise die geometrischen Abmessungen eines Strahlers sein L/C-Verhältnis und damit die Bandbreite bestimmen. Ein Halbwellendipol mit einem verhältnismäßig dünnen Leiter hat eine bestimmte Induktivität L und eine bestimmte Kapazität C.

Schaltet man beispielsweise nach Bild 3.6. 5 solche gleichartigen Leiter zu einem »dikken« Dipol parallel, so addieren sich die Kapazitäten jedes Einzelleiters zu $5C$, während sich die Induktivitäten bei Parallelschaltung auf $^1/_5L$ Gesamtinduktivität vermindern. Schon aus dieser einfachen Betrachtung kann man erkennen, daß ein dicker Dipol ein kleineres L/C-Verhältnis und damit größere Bandbreite aufweist als ein dünner Dipol. Die Unterscheidung dünner oder dicker Dipol muß sich immer auf die Wellenlänge beziehen. Das Verhältnis Wellenlänge/Strahlerdurchmesser (λ/d) nennt man *Schlankheitsgrad.*

Ausgesprochene Breitbandantennen erkennt man im allgemeinen an der großen Strahleroberfläche (z. B. Flächen-, Reusen- und Doppelkegelantennen). Sie stellen infolge ihrer großen Kapazität einen Schwingkreis mit kleinem L/C-Verhältnis dar. Wenn man von den aufgeführten Breitbandformen absieht, so ist im Kurzwellenbereich der Schlankheitsgrad der Antenne praktisch ohne Bedeutung, da bei den üblichen Drahtantennen das Verhältnis λ/d gewöhnlich bei 5000 und mehr liegt.

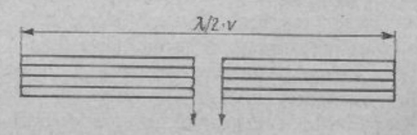


Bild 3.6. Der dicke Halbwellendipol, bestehend aus 5 Einzelleitern je Dipolarm

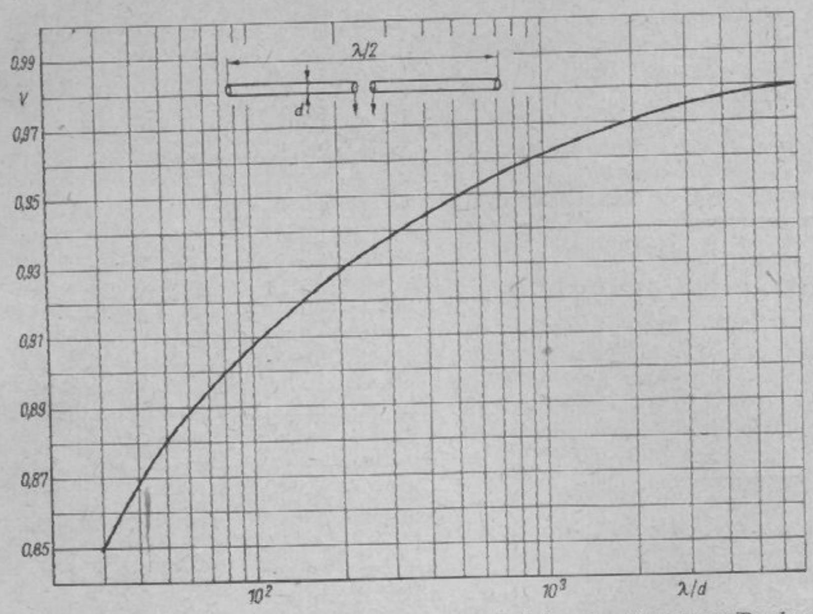


Bild 3.7. Der Verkürzungsfaktor eines Halbwellendipols als Funktion seines Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnisses

3.1.5. Der Verkürzungsfaktor

Bei den bisherigen Betrachtungen wurde nicht zwischen elektrischer und mechanischer Länge eines Strahlers unterschieden. Tatsächlich wären elektrische und mechanische Länge einer Antenne nur dann gleich, wenn es gelänge, den Antennenleiter unendlich dünn auszuführen, wobei außerdem vorausgesetzt wird, daß sich der Leiter im freien Raum befindet. Jeder praktisch ausgeführte Antennenleiter hat jedoch eine bestimmte Dicke, er muß mechanisch durch Halteelemente in seiner Lage fixiert werden und befindet sich in endlicher Entfernung von der Erdoberfläche und anderen Objekten. Diese Gegebenheiten bewirken, daß man die für Resonanz erforderliche mechanische Länge gegenüber der elektrischen Länge verkürzen muß.

Der Einfluß des Schlankheitsgrades auf den Verkürzungsfaktor V leuchtet ein, wenn man sich vorstellt, daß ein dicker Strahler eine größere Kapazität hat als ein gleich langer, dünner Strahler. In jedem Schwingkreis, dessen Kapazität vergrößert wird, verschiebt sich die Resonanzfrequenz nach niedrigeren Werten hin. Auch die Resonanzfrequenz des dicken Strahlers liegt deshalb niedriger als die des gleich langen, dünnen Leiters. Um beide Strahler auf gleiche Resonanzfrequenz zu bringen, ist die größere Kapazität des dicken Strahlers durch eine Verkürzung der Leiterlänge auszugleichen. Ein dicker Strahler muß demnach bei gleicher Resonanzfrequenz kürzer sein als ein schlanker Strahler.

Bild 3.7. gibt Aufschluß über den Verkürzungsfaktor V von Halbwellendipolen als Funktion des Schlankheitsgrades λ/d.

Beispiel

Gesucht wird die mechanische Länge eines Halbwellendipols für 144 MHz. Es soll Alurohr mit einem Durchmesser d von 25 mm verwendet werden.

144 MHz entsprechen einer Wellenlänge von rund 208 cm. Daraus errechnet sich das Verhältnis λ/d mit
208 cm : 2,5 cm $\approx$ 80.

Aus der Kurve (Bild 3.7.) ist für einen Schlankheitsgrad von 80 der Verkürzungsfaktor $V = 0{,}90$ zu ersehen.

Die mechanische Resonanzlänge des Halbwellendipols ist demnach

$$\frac{\lambda}{2} \cdot V = \frac{208}{2} \cdot 0{,}90 = 93{,}6\ \text{cm}.$$

Der gleiche Dipol müßte bei Verwendung von nur 10 mm dickem Rohr $\approx$ 96,7 cm lang werden ($\lambda/d \approx 200$, daraus $V = 0{,}93$).

Die für die Berechnung von Halbwellendipolen im Bereich > 30 MHz oft angegebene Faustformel

$$l = \frac{141}{f}$$

(l – mechanische Länge in m, f – Resonanzfrequenz in MHz) berücksichtigt den Schlankheitsgrad nur mit einem Festwert von rund 300 (entsprechend einem festen Verkürzungsfaktor von 0,94). Sie ist deshalb nur bedingt brauchbar.

Dagegen verwendet man bei der Berechnung von Halbwellenstrahlern für Kurzwellen (f < 30 MHz) vorteilhaft solche Faustformeln. Da im Kurzwellenbereich der Schlankheitsgrad gewöhnlich größer als 5000 ist und in diesem Bereich die Abhängigkeitskurve flach verläuft, kann man in diesem Fall im allgemeinen mit einem festen Verkürzungsfaktor rechnen. Die Formel

$$l = \frac{142{,}2}{f} \tag{3.4.}$$

(l in m, f in MHz) oder

$$l = \frac{142\,200}{f} \tag{3.5.}$$

(l in m, f in kHz) genügt im Kurzwellenbereich allen Anforderungen der Praxis. Sie ist jedoch nur für den Halbwellenstrahler gültig.

Der genannten Berechnungsformel liegt ein Verkürzungsfaktor von rund 0,955 zugrunde. Bei einem angenommenen Schlankheitsgrad im Kurzwellenbereich von > 5000 müßte nach Bild 3.7. aber mit einem Verkürzungsfaktor von rund 0,98 gerechnet werden. Offensichtlich ist in diesem Falle eine den praktischen Verhältnissen nahekommende zusätzliche Verkürzung eingefügt. Einen solchen zusätzlichen Verkürzungsfaktor gibt es auch, es handelt sich um den sogenannten *Endeffekt*. Bekanntlich werden Drahtantennen – und mit diesen hat man es im Kurzwellenbereich vorwiegend zu tun – an ihren Enden über keramische Isolatoren befestigt. Diese Isolatoren bewirken zusammen mit den sie befestigenden Drahtschlingen eine zusätzliche kapazitive Endbelastung, die durch eine weitere Leiterverkürzung auszugleichen ist.

Darüber hinaus treten besonders bei Kurzwellenantennen weitere nur schwer übersehbare kapazitive Belastungen auf. Sie entstehen durch die Annäherung des Antennenleiters zur Erdoberfläche, die meist nur Bruchteile der Wellenlänge beträgt, sowie die Nähe von Gebäuden, Freileitungen und sonstigen Hindernissen.

Bei UKW-Antennen hingegen spielt der Endeffekt keine besondere Rolle, weil die Antennenleiter im allgemeinen starr sind (Alurohr), so daß sich eine Endbefestigung an Isolatoren erübrigt. Auch die Umgebungseinflüsse können in diesem Bereich klein gehalten werden, da es meist gelingt, UKW-Antennen mehrere Wellenlängen von der Erdoberfläche und von anderen Hindernissen entfernt anzubringen.

3.1.6. Die effektive Länge (effektive Höhe) des Halbwellendipols

Die Größe der Spannung, die eine Antenne dem sie umgebenden elektromagnetischen Feld entnehmen kann, ist von folgenden 2 Faktoren abhängig:

- von der elektrischen Feldstärke der elektromagnetischen Welle am Antennenstandort;
- von der effektiven (wirksamen) Länge bzw. Höhe der Empfangsantenne.

Bringt man in das elektromagnetische Feld einen Leiter, z.B. einen Halbwellendipol, so wird in diesem eine Spannung induziert. Unabhängig von der Wellenlänge vergrößert sich diese Spannung um so mehr, je länger der Antennenleiter ist.

Auf einem in Resonanz befindlichen Dipol verteilt sich der Strom sinusförmig. Am stärksten strahlt dabei der Leiterbereich des Strommaximums. Aus diesem Grund ist auch die wirksame oder effektive Länge eines Dipols nicht gleich der mechanischen Länge. Die effektive Länge L_{eff} eines Halbwellendipols beträgt

$$L_{eff} = \frac{\lambda}{\pi}; \qquad (3.6.)$$

L_{eff} und Wellenlänge λ in gleichen Dimensionen, π – Konstante = 3,14. Ersetzt man die Wellenlänge λ durch die Frequenz f, so ergibt sich

$$L_{eff} = \frac{95{,}5}{f}; \qquad (3.7.)$$

f in MHz.

Aus der elektrischen Feldstärke E am Antennenstandort und der effektiven Länge L_{eff} des Empfangsdipols kann die in diesem induzierte Spannung U errechnet werden

$$U = E \cdot L_{eff}. \qquad (3.8.)$$

Daraus folgt

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{3{,}14} \qquad (3.9.)$$

und

$$U = E \cdot \frac{95{,}5}{f}; \qquad (3.10.)$$

f in MHz.

Die vom Halbwellendipol aufgenommene Spannung wird zum Empfänger weitergeleitet. Maximale Energieübertragung findet dann statt, wenn der Speisepunktwiderstand des Dipols gleich dem Eingangswiderstand des Empfängers ist. In diesem Fall – man nennt ihn *Anpassung* – steht die vom Dipol induzierte Gesamtspannung zur Hälfte am Empfängereingang zur Verfügung. Die andere Hälfte wird von der Antenne in Form von elektromagnetischen Schwingungen wieder ausgestrahlt. Das beruht darauf, daß der Antennenwiderstand und der Empfängereingangswiderstand einander parallelliegen. Da beide den gleichen Widerstandswert haben, muß sich auch die Gesamtspannung auf beide Widerstände gleichmäßig verteilen, so daß an jedem Einzelwiderstand die Hälfte der Gesamtspannung vorhanden ist.

Die bei Anpassung verfügbare Empfängereingangsspannung bei Verwendung von Halbwellendipolen errechnet man nach der Formel

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{6{,}28}; \qquad (3.11.)$$

U – Spannung am Empfängereingang in µV, E – Feldstärke am Antennenstandort in µV/m, λ – Wellenlänge in m, 6,28 – Konstante = 2π.

Ersetzt man λ durch die Frequenz f, dann ergibt sich

$$U = E \cdot \frac{47{,}8}{f}; \qquad (3.12.)$$

f in MHz.

Es kann festgestellt werden, daß sich alle Berechnungen der Empfangsspannung auf die effektive Antennenlänge beziehen. Wenn bisher von der effektiven Antennenhöhe noch nicht die Rede war, so geschah das, weil effektive Länge und effektive Höhe rechnerisch identisch sind. Sie unterscheiden sich nur in der Betrachtungsweise, und zwar spricht man bei *symmetrischen* Antennen von deren *effektiver Länge*, wäh-

rend man *unsymmetrischen* Antennen den Begriff *effektive Höhe* zuordnet. Mit der Aufbauhöhe über dem Erdboden bzw. der Länge des Tragemastes hat die effektive Höhe einer Antenne nichts zu tun.

In Auswertung der vorstehenden Formeln kann man folgende Feststellung treffen: Bei gleicher Feldstärke E wird die Empfangsspannung U eines resonanten Halbwellendipols (und auch jeder anderen Antenne) um so höher, je größer die Wellenlänge ist.

3.2. Richtwirkung und Gewinn von Antennen

Eine Antenne, die in alle Richtungen des Raumes die Energie völlig gleichmäßig abstrahlt, nennt man *Kugelstrahler* oder *Isotropstrahler*. Der Ausdruck Kugelstrahler weist bereits darauf hin, daß seine Richteigenschaften rein kugelförmig sind. Ein Vergleich aus der Optik soll eine Vorstellung dieser Vorgänge vermitteln: Würde man im Mittelpunkt einer Glaskugel eine punktförmige Lichtquelle anbringen, so leuchtete diese die ganze Kugeloberfläche gleichmäßig aus. Es würde also an jedem beliebigen Punkt der Kugeloberfläche die gleiche Leuchtdichte (Strahlungsdichte) vorhanden sein. Allerdings kann ein solcher Kugelstrahler praktisch nicht hergestellt werden. Er existiert deshalb nur in der Theorie und wird für Vergleichszwecke angenommen. Aus dieser Feststellung geht hervor, daß die Ausstrahlung jeder praktisch ausgeführten Antenne niemals mit gleichmäßiger Strahlungsdichte in alle Richtungen des Raumes erfolgt. Jede Antenne hat deshalb eine Richtwirkung, die man durch ihre *Richtcharakteristik* beschreiben kann. Um die Richtcharakteristik einer Antenne genau nachzubilden, müßte man diese dreidimensional (räumlich) darstellen. Da man aber zeichnerisch auf einer ebenen Fläche die räumliche Verteilung der Strahlungsdichte nicht wiedergeben kann, begnügt man sich im allgemeinen damit, die Richtcharakteristik einer Antenne in der horizontalen und in der vertikalen Ebene zu beschreiben.

Zwischen der Richtcharakteristik und dem Gewinn einer Antenne besteht ein direkter Zusammenhang. Dieser läßt sich ebenfalls durch den Vergleich mit der Glaskugel gut verdeutlichen. Versieht man die zentrale Lichtquelle mit einem Reflektor (etwa einem Parabolspiegel), so wird die zur Verfügung stehende Lichtstrahlung gebündelt (gerichtet). Das bedeutet, daß nur noch ein durch die Richtschärfe begrenzter Teil der Kugeloberfläche ausgeleuchtet wird. Die Strahlungsdichte auf diesem begrenzten Teil der Kugeloberfläche ist aber viel größer, weil alle Strahlungsanteile, die vorher bei gleicher Leistung die ganze Kugeloberfläche gleichmäßig ausleuchteten, nunmehr auf einen begrenzten Teil der Kugeloberfläche konzentriert werden. Die Strahlungsdichte ist um so größer, je schärfer die Strahlung gebündelt wird. Deshalb hängt der Gewinn an Strahlungsdichte – bezogen auf kugelförmige Ausleuchtung – direkt von der Richtcharakteristik ab. Sowohl der Gewinn als auch die Richtcharakteristik drücken die Konzentration der Strahlung in bestimmte Richtungen aus.

3.2.1. Die Strahlungscharakteristik

Die Beschreibung der Strahlungseigenschaften von Antennen wird mit annähernd gleichwertigen Begriffen gekennzeichnet. Spricht man von der *Strahlungscharakteristik* oder der *Richtcharakteristik*, so meint man damit die Darstellung der Strahlungseigenschaften in einem räumlichen Koordinatensystem. Trotzdem unterscheidet man manchmal noch zwischen einer räumlichen und einer flächenhaften Strahlungscharakteristik. Die flächenhafte Strahlungscharakteristik wird auch als *Richtkennlinie* bezeichnet. Das *Strahlungsdiagramm* oder *Richtdiagramm* gibt einen flächenhaften Schnitt aus der Strahlungscharakteristik

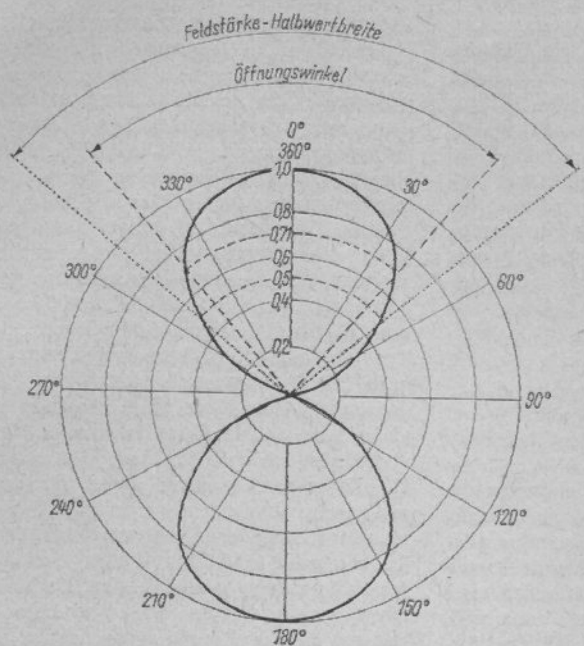


Bild 3.8. Das normierte Horizontaldiagramm eines waagrechten Halbwellendipols (*E*-Ebene, horizontale Öffnungswinkel 80°)

wieder. Beide Begriffe sind mit der Richtkennlinie identisch.

Die Richtdiagramme von Antennen stellt man in einem Polarkoordinatensystem bzw. in Ausschnitten dieses Systems oder in rechtwinkligen Koordinaten (kartesischen Koordinaten) dar. Polarkoordinaten bestehen aus einem Netz konzentrischer Kreise und Strahlen, die vom Mittelpunkt der Kreise ausgehen (Bild 3.8.). Den konzentrischen Kreisen werden die Spannungen zugeordnet, wobei der Mittelpunkt der Kreise dem Spannungswert 0 entspricht. Die Strahlen bestimmen die Winkel bzw. die Richtungen. Es ist dabei üblich, die Hauptstrahlrichtung (Hauptempfangsrichtung) mit dem Winkel 0° einzutragen. Von dieser Regel weicht man oft bei der Darstellung von Richtdiagrammen der Vertikalebene (Vertikaldiagramme) ab.

Nicht so eindrucksvoll ist die Darstellung des Richtdiagramms in rechtwinkligen Koordinaten nach Bild 3.9. Da die Strahlungslappen der Richtcharakteristik im allgemeinen weitgehend symmetrisch ausgebildet sind, begnügt man sich bei dieser Darstellungsweise oft mit einem Ausschnitt von 180° und ordnet das Strahlungsmaximum dem Winkel 0° zu. Die Winkelgrade von 0 bis 180° sind auf der waagrechten Achse (Abszisse) aufgetragen, während die senkrechte Achse (Ordinate) die Einteilung von 0 bis 100% bzw. die des Spannungsverhältnisses U/U_{max} trägt. Die maximal gemessene Feldstärke einer Antenne, also ihre Hauptstrahlung, wird gleich 1 bzw. 100% gesetzt und unter dem Winkel 0° aufgetragen. Alle folgenden Empfangsspannungen, die im Bereich eines Drehwinkels von 180° gemessen werden, sind zur Maximalspannung ins Verhältnis gesetzt und entsprechend ihrem Winkelgrad zur Hauptstrahlrichtung eingetragen. Die aus der Verbindungslinie der einzelnen Meßpunkte gebildete Richtkurve vermittelt ein Bild der Strahlungseigenschaften.

Bei Antennen mit unsymmetrischen Strahlungslappen kann man die Abszisse bis 360° verlängern und dann die Richtkennlinie über den Vollkreis darstellen. Bei der Aufzeichnung der Strahlungsdiagramme in der Vertikalebene von horizontal polarisierten Antennen begnügt man sich meist damit, die Winkel von 0 bis 90° zu erfassen. In Bild 3.8. und Bild 3.9. sind als Beispiel die Horizontaldiagramme waagrechter Halbwellendipole wiedergegeben.

Das Richtdiagramm läßt einige wichtige Kenngrößen der betrachteten Antenne erkennen. Die Strahlbreite in der Hauptstrahlrichtung einer Antenne nennt man den *Öffnungswinkel*. Um ihn zu ermitteln, setzt man den Punkt der größten Spannung (Hauptempfangsrichtung) mit dem Wert 1,0 ein und sucht die beiden Punkte zu beiden Seiten der Richtkeule, bei denen die Spannung auf den 0,71fachen Wert der Maximalspannung abgesunken ist. Dieser Spannungsabfall auf den 0,71fachen Wert $\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$ entspricht einem Leistungsabfall auf 50% bzw. – 3 dB. Gemäß Bild 3.8. wird nun vom Mittelpunkt aus je eine Gerade durch die ermittelten Punkte des 0,71fachen Spannungswertes gezogen. Diese Geraden bilden die Schenkel des gesuchten Öffnungswinkels. Der Öffnungswinkel wird teilweise auch als *Leistungshalbwertbreite* bezeichnet, weil die Strahlungsdichte (Leistung) beiderseits des Maximums auf den halben Wert abgesunken ist (die 0,71fache Spannung ≙ der halben Leistung). Aus dem rechtwinkligen Koordinatensystem läßt sich der Öffnungswinkel sinngemäß ersehen. Da man das Richtdiagramm gewöhnlich in der horizontalen Ebene und in der vertikalen Ebene beschreibt, wird auch zwischen dem horizontalen und dem vertikalen Öffnungswinkel unterschieden.

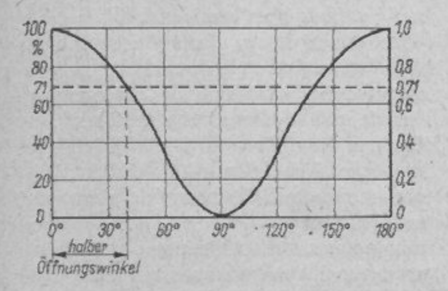


Bild 3.9. Das normierte Horizontaldiagramm eines waagrechten Halbwellendipols in rechtwinkligen Koordinaten (Winkelbereich auf 180° eingeschränkt)

Hin und wieder findet man auch den Begriff *Feldstärkehalbwertbreite*. Diese bezieht sich auf die Punkte zu beiden Seiten des Hauptmaximums, an denen die Spannung auf den 0,5fachen Wert des Maximums abgesunken ist. Halbe Feldstärke entspricht einem Viertel der Leistung, gleich einem Abfall von −6 dB. Die Feldstärkehalbwertbreite ist in Bild 3.8. punktiert eingezeichnet.

Das *Vorwärts/Rückwärts-Verhältnis*, auch als *Vor/Rück-Verhältnis (VRV)* oder als *Rückdämpfung* bezeichnet, stellt das Verhältnis zwischen der unter dem Winkel 0° aufgetragenen Maximalspannung und dem bei einem Winkel von 180° abgelesenen Spannungswert dar. Dieses Verhältnis wird in Dezibel angegeben (s. Abschn. 3.3.).

Seltener ist der Begriff *Vorwärts/Seitwärts-Verhältnis (VSV)*. Er kennzeichnet sinngemäß das Spannungsverhältnis zwischen den Winkeln 0° und 90° bzw. zwischen 0° und 270°.

Punkte des Strahlungsdiagramms, in denen die Spannung praktisch 0 ist, bezeichnet man als *Nullstellen*. Sie erhalten Bedeutung, wenn beispielsweise in der Fernsehempfangstechnik ein Sender ausgeblendet werden soll, der Gleichkanalstörungen verursacht. In diesen Fällen dreht man die Antenne so, daß die Nullstelle des Strahlungsdiagramms in die Richtung des störenden Senders zeigt, teilweise auch unter Verzicht auf maximale Empfangsspannung vom Nutzsender.

Im Strahlungsdiagramm findet man oft neben der Hauptkeule noch mehr oder weniger ausgeprägte *Nebenkeulen* bzw. *Nebenzipfel*. Diese sind meistens unerwünscht, weil sie den eindeutigen Richt-

effekt beeinträchtigen. Das Verhältnis der Maximalspannung (Hauptstrahlrichtung) zur Spannung einer Nebenkeule nennt man *Nebenkeulendämpfung*. Die auf diese Weise gekennzeichnete Nebenkeule muß dabei mit ihrer Richtung, bezogen auf die Hauptstrahlrichtung (0°), in Winkelgraden angegeben werden.

Ein Richtdiagramm ist normiert, wenn man die Maximalspannung U_{max} der Hauptstrahlrichtung gleich dem Wert 1 (100%) gesetzt hat und alle übrigen richtungsabhängigen Spannungswerte U als Verhältnis zu U_{max} nach der Beziehung $\frac{U}{U_{max}}$ eingetragen sind (s. Bild 3.8. und Bild 3.9.).

3.2.2. Die Strahlungseigenschaften des Halbwellendipols

Die räumliche Strahlungscharakteristik kann man sich etwa als einen Ringwulst vorstellen, dessen zentrische Achse der Antennenleiter bildet (Bild 3.10.). In diesem Falle verläuft die Antennenachse waagrecht, der Dipol ist deshalb horizontal polarisiert. Um die Charakteristik zu verdeutlichen, wurde in Bild 3.10. längs der Strahlerachse ein horizontaler Schnitt durch den Ringwulst ausgeführt. Die schraffierten Schnittflächen zeigen das Horizontaldiagramm entsprechend Bild 3.8. Man erkennt, daß die Hauptstrahlung eines Halbwellendipols im freien Raum immer im rechten Winkel zur Leiterachse verläuft. Diese Feststellung trifft auch dann zu, wenn man das Richtdiagramm aus einer anderen Ebene betrachtet. Wenn man z.B. senkrecht auf den Querschnitt des Antennenleiters blickt und den Ringwulst radial aufschneidet, ergibt sich ein reiner Kreis als Richtdiagramm mit dem Leiterquerschnitt als Mittelpunkt (Bild 3.11.). Dieser Schnitt ist das Vertikaldiagramm eines horizontalen Halbwellendipols im freien Raum. Würde man den Dipol vertikal polarisieren, dann müßte das Kreisdiagramm nach Bild 3.11. als Horizontaldiagramm eines Vertikaldipols und das Doppelkreisdiagramm in Bild 3.8. als Vertikaldiagramm eines Vertikaldipols bezeichnet werden.

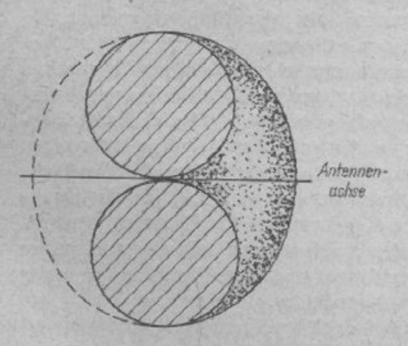


Bild 3.10. Die Strahlungscharakteristik eines horizontalen Halbwellendipols in räumlicher Darstellung (Ringwulst teilweise aufgeschnitten)

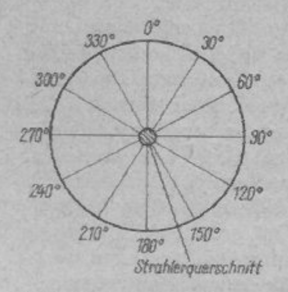


Bild 3.11. Das Vertikaldiagramm eines horizontalen Halbwellendipols (H-Ebene, vertikaler Öffnungswinkel 360°)

Um dieses etwas umständliche Kennzeichnungsverfahren zu vereinfachen und zu verdeutlichen, wird oft die Bezeichnung *E-Ebene* und *H-Ebene* benutzt. Dabei bezieht man die E-Ebene auf den Verlauf der *elektrischen* Feldlinien in der ebenen Wellenfront und die H-Ebene auf deren *magnetische* Feldlinien (s. Abschn. 1.1.5.). Da bei linear polarisierten Antennen die Längenausdehnung des Antennenleiters dem Verlauf der elektrischen Feldstärke E entspricht, gibt z.B. die Richtkennlinie in Bild 3.8. immer ein *E-Diagramm* wieder, unabhängig davon, ob der Dipol horizon-

tal, vertikal oder geneigt polarisiert wird. Sinngemäß stellt Bild 3.11. immer ein *H-Diagramm* dar, weil es auf die Ebene der *magnetischen* Feldstärke *H* bezogen ist.

3.2.2.1. *Veränderungen der Richtcharakteristik von Horizontalantennen durch Umgebungseinflüsse*

Die bisher besprochenen Richtdiagramme setzen voraus, daß sich die Antenne im freien Raum oder wenigstens sehr hoch über der Erdoberfläche und weit entfernt von anderen Objekten befindet. »Sehr hoch« und »weit entfernt« sind dabei relative Begriffe; denn sie müssen im Zusammenhang mit der Betriebswellenlänge betrachtet werden. So darf man z. B. eine Antenne für das 2-m-Amateurband, die auf einem 10 m hohen Mast befestigt ist, bereits als hoch über der Erdoberfläche bezeichnen, denn ihre Aufbauhöhe beträgt in diesem Falle 5 Wellenlängen. Wollte man einen 40-m-Strahler mit 5 Wellenlängen Abstand vom Erdboden montieren, so müßte seine Aufbauhöhe bereits 200 m betragen, denn 10 m Höhe würden in diesem Fall nur $^1/_4$ Wellenlänge darstellen. Daraus geht hervor, daß man Kurzwellenantennen – zumindest von Funkamateuren – kaum in einer solchen Höhe und in so großem Abstand von anderen Objekten aufbauen kann, daß die Umgebungseinflüsse zu vernachlässigen wären.

Befindet sich eine Antenne in Näherung zum Erdboden, so werden deren Kennwerte als Folge der Reflexionen vom Erdboden verändert. Das trifft besonders für den Strahlungswiderstand, den Verkürzungsfaktor und die Richtcharakteristik zu. In welchem Grade solche Veränderungen der Kennwerte eintreten, hängt von der Aufbauhöhe der Antenne – bezogen auf die Wellenlänge –, ihrer Richtung zur Erdoberfläche und den elektrischen Eigenschaften des Erdbodens ab.

Besondere Bedeutung für die Praxis hat die Auswirkung der Erdbodeneinflüsse auf die Strahlungscharakteristik von waagrechten Strahlern. Betrachtet man das Vertikaldiagramm eines horizontalen Halbwellendipols, das im freien Raum exakt kreisförmig ist (s. Bild 3.11.), so läßt sich erkennen, daß bei Annäherung dieses Strahlers zum Erdboden die Strahlung mit dem Winkelbereich $>90°$ bis $<270°$ zur Erdoberfläche hin abgestrahlt und von dieser wieder reflektiert wird. Die reflektierten Wellen kombinieren sich unter bestimmten vertikalen Winkeln in Abhängigkeit von der Antennenhöhe (Laufzeit!) und der Erdbodenstruktur mit den direkten Wellen so, daß Gleichphasigkeit zwischen direkter und reflektierter Welle herrscht; unter anderen Winkeln besteht Gegenphasigkeit. Ist die Erdbodenreflexion total (Idealfall), dann addieren sich bei Gleichphasigkeit die Anteile der direkten und der reflektierten Welle, bei Gegenphasigkeit löschen sie sich gegenseitig aus (Nullstellen). Zwischen diesen beiden Extremfällen ergeben sich entsprechend der Phasenlage Zwischenwerte als Differenz von direkter und reflektierter Welle.

Bild 3.12. veranschaulicht, wie sich die auf die Wellenlänge bezogene Aufbauhöhe eines horizontalen Halbwellendipols über idealer Erde auf sein Vertikaldiagramm auswirkt. Es wird dabei ein Multiplikationsfaktor angegeben, der immer dann seinen theoretisch möglichen Maximalwert 2,0 erreicht, wenn direkte Welle und reflektierte Welle gleiche Phasenlage und gleiche Richtung haben.

Da sich durch die Erdbodenreflexionen das Vertikaldiagramm unter Bildung mehrerer Hauptkeulen nach oben erhebt, nennt man die Winkelgrade zur Horizontalen, bei denen Strahlungsmaximum auftritt, auch *Erhebungswinkel*. Nach Bild 3.12. d beträgt z. B. der Erhebungswinkel eines waagrechten Halbwellendipols in $^1/_2\lambda$ Höhe über idealer Erde 30° (Multiplikationsfaktor 2,0). Man kann auch ersehen, daß unter den Winkeln 10° und 55° der Multiplikationsfaktor 1,0 beträgt.

Um die Bedeutung des vertikalen Erhebungswinkels einer Antenne für den praktischen Funkverkehr über weite Ent-

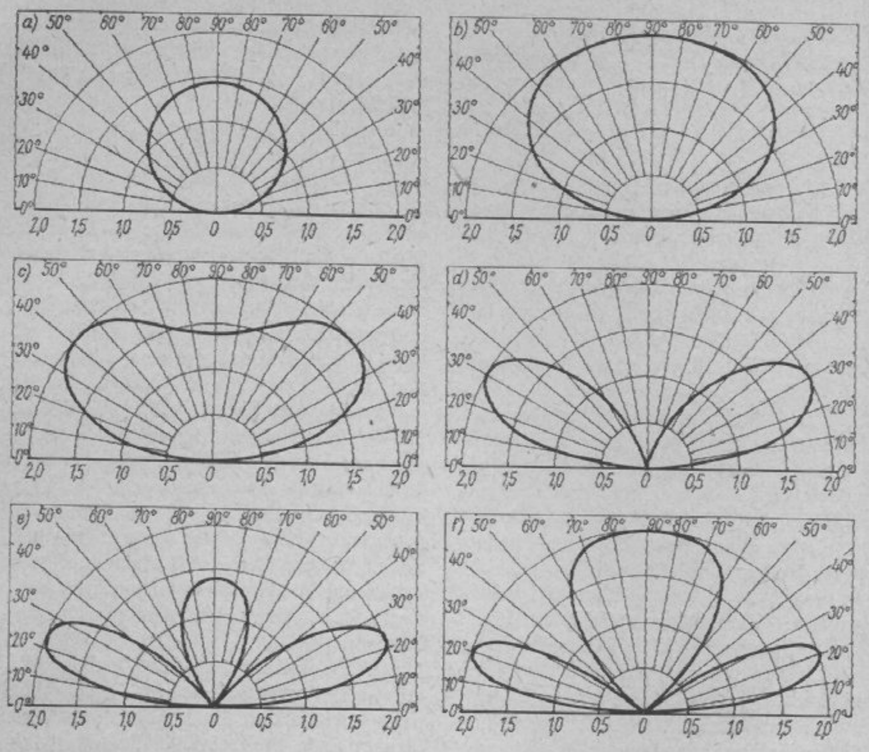


Bild 3.12. Der Erhebungswinkel horizontaler Halbwellendipole in Abhängigkeit von der Aufbauhöhe über der idealen Erde; a – Höhe $^1/_8\lambda$ über idealer Erde, b – Höhe $^1/_4\lambda$ über idealer Erde, c – Höhe $^3/_8\lambda$ über idealer Erde, d – Höhe $^1/_2\lambda$ über idealer Erde, e – Höhe $^5/_8\lambda$ über idealer Erde, f – Höhe $^3/_4\lambda$ über idealer Erde

fernungen (DX-Verkehr) einschätzen zu können, muß man sich mit der Raumwellenausbreitung beschäftigen (s. Abschnitt 2.). Bekanntlich kommen weltweite Kurzwellenverbindungen über Reflexionen an der Ionosphäre zustande. Mit zunehmender Frequenz muß der Strahl immer flacher auf die ionisierte Schicht auftreffen, um noch reflektiert zu werden. Die Bereiche der optimalen Erhebungswinkel für die einzelnen Amateurbänder liegen etwa wie folgt:

40-m-Band 12° bis 40°
20-m-Band 10° bis 25°
15-m-Band 7° bis 20°
10-m-Band 5° bis 14°

Daraus geht hervor, daß die Energie, die eine Antenne mit Erhebungswinkeln > 40° und < 5° abstrahlt, für Weitverbindungen nicht wirksam ist. Im übrigen wird die Strahlung, die annähernd tangential zur Erdoberfläche verläuft (Erhebungswinkel < 5°), sehr stark von dieser absorbiert. Die Winkelbereiche berücksichtigen, daß die Ionosphäre dauernden Schwankungen unterworfen ist. Mit den jeweiligen Zustandsänderungen ändert sich auch der optimale Erhebungswinkel. Die größtmögliche Auf-

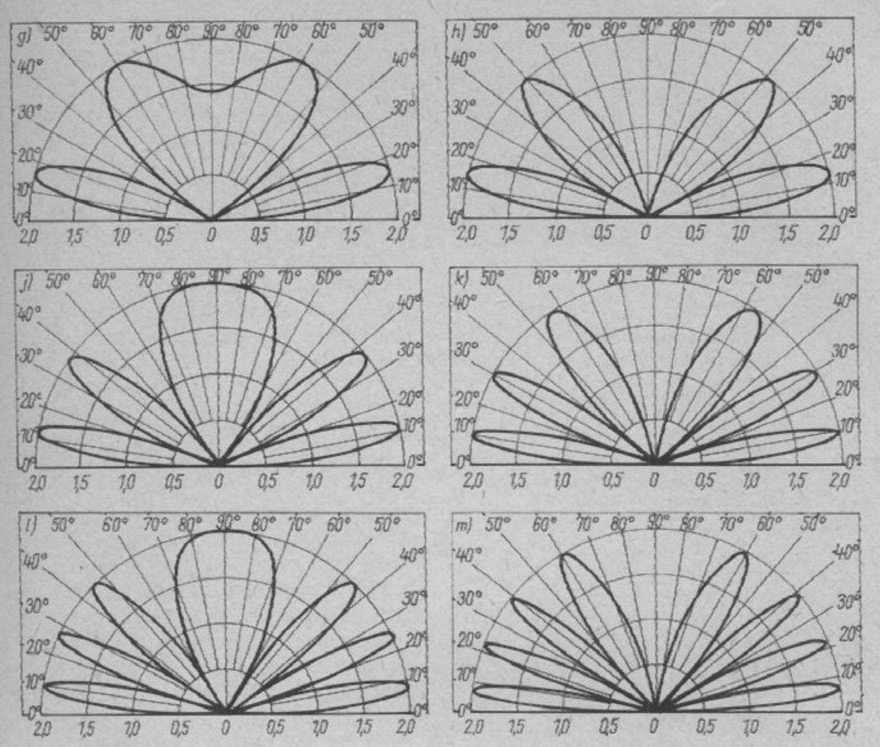


Bild 3.12. Der Erhebungswinkel horizontaler Halbwellendipole in Abhängigkeit von der Aufbauhöhe über der idealen Erde; g – Höhe $^7/_8\lambda$ über idealer Erde, h – Höhe 1λ über idealer Erde, j – Höhe $1^1/_4\lambda$ über idealer Erde, k – Höhe $1^1/_2\lambda$ über idealer Erde, l – Höhe $1^3/_4\lambda$ über idealer Erde, m – Höhe 2λ über idealer Erde

bauhöhe der Antenne ist immer die beste, aber bereits bei einer Antennenhöhe von 12 m kann man in den Amateurbändern 10, 15 und 20 m mit guten DX-Ergebnissen rechnen, während bei einer 40-m-Antenne die Bauhöhe nicht unter 15 m liegen sollte. Diese Mindesthöhen beziehen sich auf eine freie Antennenumgebung. Nahe gelegene reflexionsfähige Objekte setzen die wirksame Antennenhöhe herab und rufen schwer übersehbare Veränderungen der Richtcharakteristik hervor. Horizontal polarisierte Antennen reagieren besonders empfindlich auf Freileitungen aller Art, Traufrohre von Metalldachrinnen und waagrechte Dachleitungen von Blitzableiteranlagen. Der Einfluß solcher Objekte kann jedoch vernachlässigt werden, wenn deren räumliche Ausdehnung viel kleiner ist als die halbe Wellenlänge, bezogen auf die Arbeitsfrequenz der Antenne. Beispielsweise haben übliche Fernsehantennen keine nachteiligen Wirkungen auf die Strahlungseigenschaften von nahe gelegenen Kurzwellenantennen. Die Abstrahlung vertikaler Antennen wird durch senkrecht ausgedehnte Objekte, wie Metallmasten aller Art, besonders gestört.

Wichtig ist, daß alle horizontal polarisierten Antennen bei gleicher relativer Aufbauhöhe über der Erde die gleichen vertikalen Erhebungswinkel wie ein horizonta-

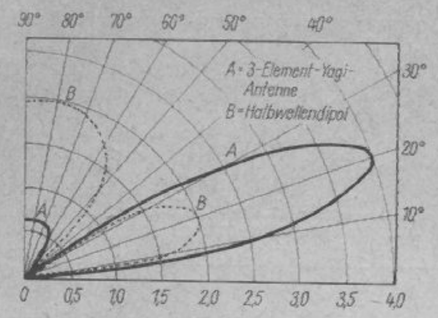


Bild 3.13. Die Vertikaldiagramme einer horizontalen 3-Element-*Yagi*-Antenne (A) und eines horizontalen Halbwellendipols (B) in $^3/_4\ \lambda$ Höhe über idealer Erde

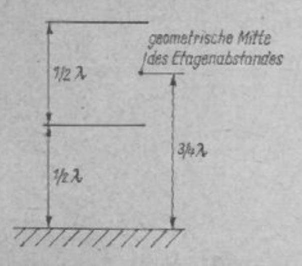


Bild 3.14. Beispiel für die Ermittlung der wirksamen Aufbauhöhe über idealer Erde bei vertikal gestockten Horizontalantennen

ler Halbwellendipol aufweisen. Das bedeutet, daß z.B. eine in $^3/_4$ Wellenlänge über idealer Erde aufgebaute 3-Element-*Yagi*-Antenne ebenso wie ein sich in gleicher Höhe befindlicher Halbwellendipol Erhebungswinkel von 20° und >60° hat. Unterschiede bestehen lediglich im Multiplikationsfaktor für die einzelnen Strahlungslappen (Bild 3.13.). Auf Grund der Richtcharakteristik der *Yagi*-Antenne wird die unter dem Erhebungswinkel >60° auftretende Strahlung zugunsten des Winkels 20°, dessen Strahlung erheblich vergrößert ist, stark unterdrückt. Diese Strahlungskonzentration unter niedrigen Erhebungswinkeln hat für Weitverbindungen besondere Wirkung. Auch vertikal gestockte Antennen mit Horizontalpolarisation (Etagenantennen) folgen der obigen Regel. In diesem Fall ist nur zu beachten, daß als Bezugspunkt für die Aufbauhöhe über der Erdoberfläche der mittlere Abstand der Etagen gilt.

Beispiel

Nach Bild 3.14. befindet sich eine einfach gestockte, horizontale Richtantenne mit ihrer unteren Ebene in $^1/_2\lambda$ Abstand vom Erdboden. Der Abstand der beiden Etagen beträgt ebenfalls $^1/_2\lambda$. Daraus ergibt sich eine wirksame Aufbauhöhe von $^3/_4\lambda$.

3.2.2.2. *Veränderungen der Richtcharakteristik von Vertikalantennen durch Umgebungseinflüsse*

Vertikal polarisierte Antennen werden – mit Ausnahme der sogenannten Ground-Plane (s. Abschn. 19.4.1.) – im Amateurbetrieb nur selten verwendet. Bei einer vertikal polarisierten Antenne wird als Folge der Erdbodenreflexionen das Richtdiagramm der *E*-Ebene verformt, das in diesem Fall das Vertikaldiagramm darstellt. Bild 3.15. zeigt das Vertikaldiagramm eines Vertikaldipols, wie es sich etwa einstellen würde, wenn sich der Dipol sehr hoch über der Erde befände. Der untere, schraffierte Teil der Strahlungslappen soll etwa den Winkelbereich kennzeichnen, dessen Strahlungsanteil bei Erdannäherung von der Erdoberfläche wieder nach oben reflektiert

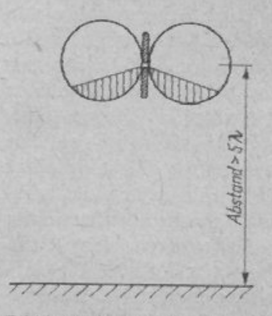


Bild 3.15. Vertikaldiagramm eines vertikalen Halbwellendipols in sehr großem Abstand vom Erdboden

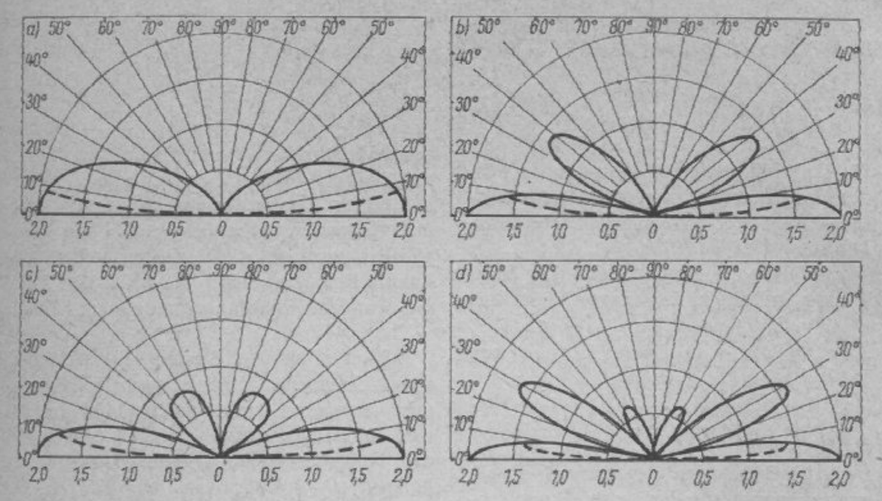


Bild 3.16. Vertikaldiagramme senkrechter Halbwellendipole. Als Aufbauhöhe gilt der Abstand Erde zu geometrischer Mitte des Dipols; a – Mittenhöhe $^1/_4\lambda$ über idealer Erde, b – Mittenhöhe $^3/_4\lambda$ über idealer Erde, c – Mittenhöhe $^1/_2\lambda$ über idealer Erde, d – Mittenhöhe 1λ über idealer Erde

wird. Wie bereits unter 3.2.2.1. ausgeführt wurde, addieren sich die reflektierten Wellen vektoriell mit den direkten Wellen in Abhängigkeit von der auf die *Strahlermitte* bezogenen Aufbauhöhe in λ über der idealen Erde. Das Ergebnis ist in Bild 3.16. für vertikale Halbwellendipole in verschiedenen Höhen dargestellt. Dabei fällt auf, daß der kleinste vertikale Erhebungswinkel 0° beträgt. Das könnte bedeuten, daß die Hauptstrahlung sehr flach und annähernd tangential zur Erdoberfläche verlaufen würde. Leider ist diese, für die Ausbreitung über die Ionosphäre so günstige Flachstrahlung nur bedingt wirksam, denn die Strahlungsanteile mit dem Erhebungswinkel $< 5°$ gehen durch Absorption an der Erdoberfläche verloren. Die gestrichelt eingezeichneten Kurven kennzeichnen diese Erdverluste.

3.2.3. Der Antennengewinn

Der *Antennengewinn* ist ein Vergleichswert, er bezieht sich auf eine geeignete Vergleichsantenne (Bezugsantenne). Beide Antennen müssen dabei im gleichen elektromagnetischen Feld liegen und für den Empfang der maximal erhältlichen Leistung ausgerichtet sein. Wenn nicht anders angegeben, betrifft die Ziffer, die den Gewinn einer Antenne ausdrückt, den Gewinn in Richtung ihrer Hauptkeule.

Der Antennengewinn kann als numerisches Verhältnis oder als logarithmisches Verhältnis angegeben werden. Dabei ist die Art der Bezugsantenne und die Definition des Gewinnes deutlich zu vermerken.

3.2.3.1. *Die Definition des Gewinnes*

Der *Gewinn* einer Antenne wird als Leistungsverhältnis angegeben. Der Leistungsgewinn kennzeichnet den Leistungszuwachs, den eine Richtantenne gegenüber einer Bezugsantenne aufweist. Ist P_1 die Leistung, die von der Antenne an den Verbraucher abgegeben wird und P_2 die Leistung, die man von einer angepaßten Vergleichsantenne im gleichen elektromagnetischen

Feld erhält, so bestimmt man den numerischen Gewinn G nach

$$G = \frac{P_1}{P_2}. \tag{3.13.}$$

Zur Durchführung vergleichender Rechenoperationen drückt man den Leistungsgewinn günstiger als logarithmisches Verhältnis in Dezibel (dB) aus. Es ist der 10fache Wert des Logarithmus (zur Basis 10) eines beliebigen Leistungsverhältnisses

$$G = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}; \tag{3.14.}$$

G in dB.

Aus der Beziehung $P = \frac{U^2}{R}$ läßt sich erkennen, daß man den Gewinn auch als ein Spannungsverhältnis betrachten kann, sofern der Verbraucherwiderstand R beider Strahler gleich ist. Es ergibt sich dann der numerische Gewinn aus

$$G = \left(\frac{U_1}{U_2}\right)^2 \tag{3.15.}$$

und als logarithmisches Verhältnis

$$G = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}; \tag{3.16.}$$

G in dB.

Das Rechnen mit Dezibel hat den Vorzug, daß die dB-Werte einfach addiert oder subtrahiert werden können. Angenommen, eine Antenne wird mit einem Gewinn von 12 dB angegeben, die Verluste der Speiseleitung betragen aber 7 dB, so beträgt der Gewinn der Gesamtanordnung noch 12 dB − 7 dB = 5 dB.

Mitunter werden Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnisse auch in Neper (Np) angegeben (meist im Zusammenhang mit Speiseleitungen). Zwischen Dezibel und Neper bestehen folgende Zusammenhänge:

1 Neper = 8,686 Dezibel;
1 Dezibel = 0,116 Neper.

Aus Bild 3.17. kann der Gewinn aus einem Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnis in Dezibel ersehen werden.

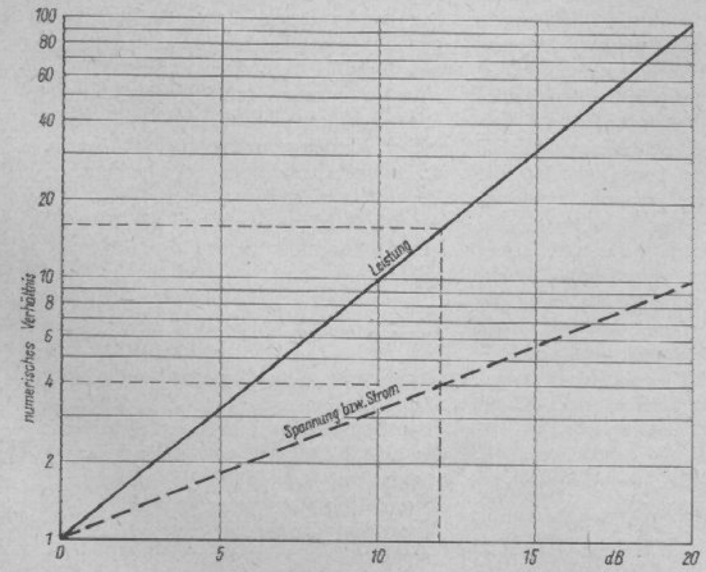


Bild 3.17. Strom-, Spannungs- und Leistungsverhältnis des Gewinnes in Dezibel

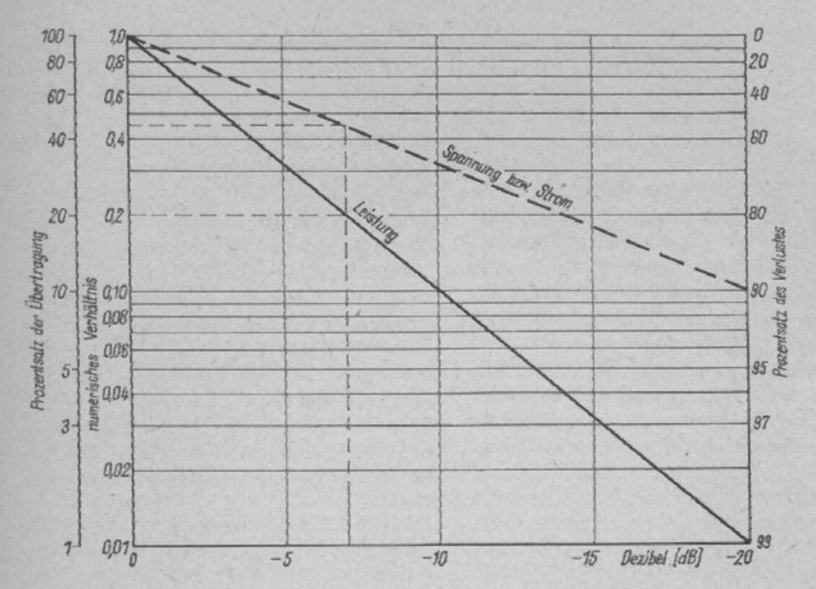


Bild 3.18. Strom-, Spannungs- und Leistungsverhältnis der Dämpfung in dB

Beispiel

Ein einfacher Dipol liefert eine Nutzspannung von 50 µV an den Empfängereingang. Wünscht man eine Nutzspannung von z. B. 200 µV, so muß der Dipol durch eine leistungsfähigere Richtantenne mit 4fachem Spannungsgewinn (bezogen auf den Dipol) ersetzt werden. Es ergibt sich

$$G = 20 \lg \frac{200}{50} = 12 \text{ dB}.$$

Das gleiche Ergebnis kann man schneller aus Bild 3.17. erhalten. Das Beispiel ist gestrichelt eingezeichnet. Es läßt sich daraus das zugehörige Leistungsverhältnis (16fach) erkennen.

Da man in der Antennentechnik auch mit Dämpfungen zu rechnen hat, gibt Bild 3.18. Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnisse der Dämpfung in Dezibel wieder.

Beispiel

Eine Fernsehantenne für Band III wird über ein 100 m langes Koaxialkabel des Typs *60-10-2* angeschlossen. Laut Datenblatt tritt dabei eine Kabeldämpfung von 7 dB auf. Aus Bild 3.18. ist zu ersehen, daß nur noch rund 0,45 ≙ 45% der Antennenspannung zum Empfänger gelangen bzw. 0,2 ≙ 20% der Antennenleistung zur Verfügung stehen (Beispiel in Bild 3.18. gestrichelt eingezeichnet).

Die im Anhang enthaltenen Tabellen *Relatives Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnis in Dezibel, Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnis in Neper* sowie *Umrechnungstabelle Neper/Dezibel und Dezibel/Neper* gestatten das direkte Ablesen der Werte (s. Tabellen 34.7., 34.8., 34.9.).

3.2.3.2. *Bezugsantennen*

Die Bezugsantenne für wissenschaftliche Vergleiche stellt der schon bekannte *Kugelstrahler*, auch *Isotropstrahler* genannt, dar. Seine Strahlungsdichte hat in jeder beliebigen Richtung des Raumes den gleichen Wert, die Strahlungscharakteristik ist deshalb rein kugelförmig.

Ein seltener verwendeter Bezugsstrahler ist der *Elementardipol*, den man auch *Hertz*scher *Dipol* oder *Kurzdipol* nennt. Seine elektrische Länge beträgt $<\lambda/8$. Zu Vergleichszwecken wird das kreisrunde Diagramm der H-Ebene (Ebene der magnetischen Feldstärke) herangezogen. Man bezeichnet den Elementardipol deshalb auch als magnetischen Dipol. Da der Elementardipol keine Kugelcharakteristik, sondern bereits Richtwirkung aufweist, beträgt sein Gewinn – bezogen auf den Isotropstrahler – numerisch 1,5, entsprechend 1,76 dB.

Am häufigsten wird der bekannte Halbwellendipol als Bezugsantenne verwendet, man nennt ihn dann auch *Normaldipol*. Er hat den Vorzug, daß er leicht darstellbar ist und als Resonanzgebilde ohne Schwierigkeiten an den Verbraucher bzw. Generator angepaßt werden kann. Sein Gewinn G beträgt 1,64 = 2,15 dB, wenn auf den Isotropstrahler bezogen wird.

Daraus läßt sich erkennen, wie wichtig es ist, die Art der Bezugsantenne jeweils anzugeben. Bei sehr hohen Gewinnangaben ohne Nennung des Bezugsstrahlers besteht oft die Wahrscheinlichkeit, daß der Gewinn auf den Kugelstrahler bezogen ist. Da in der Antennenpraxis allgemein der Gewinn auf den Normaldipol bezogen wird, können bei fehlenden Angaben Differenzen bis zu 2,15 dB auftreten.

3.2.3.3. *Der Zusammenhang zwischen Gewinn und Richtcharakteristik*

Ein Isotropstrahler, der sich im Mittelpunkt einer gedachten Kugel befindet, würde die Kugeloberfläche gleichmäßig ausleuchten, d.h., daß an jedem beliebigen Punkt der Kugeloberfläche die gleiche Strahlungsdichte S_K vorhanden wäre. Ersetzt man den Kugelstrahler durch eine Richtantenne, so würde diese entsprechend ihrer Richtcharakteristik bei gleicher zugeführter Leistung nur einen Teil der Kugeloberfläche bestrahlen. Die vorhandene Leistung ist dabei auf eine kleinere Fläche konzentriert und verursacht deshalb eine größere Strahlungsdichte S_{max}. Das Verhältnis S_{max}/S_K drückt den Gewinn G_K der Richtantenne – bezogen auf einen Kugelstrahler – aus. Die Strahlungsdichte S_K ist der Quotient aus der abgestrahlten Leistung P_s und der Kugeloberfläche $(4\pi r^2)$

$$S_K = \frac{P_s}{4\pi r^2}. \qquad (3.17.)$$

Leider kann die Strahlungsdichte einer Richtantenne nicht so einfach berechnet werden, da sie nicht gleichmäßig wie beim Kugelstrahler verteilt ist. Die von ihr ausgeleuchtete Fläche würde – wenn man sie sichtbar machen könnte – nicht wie eine scharf abgegrenzte Leuchtfläche erscheinen, sondern als ein mehr oder weniger großer Leuchtfleck ohne ausgeprägte Licht-Schattengrenze. Man definiert deshalb die ausgeleuchtete Fläche so, daß sie durch den horizontalen und den vertikalen Öffnungswinkel der Richtantenne begrenzt wird. Der Öffnungswinkel (s. Abschn. 3.2.1.) schließt den Bereich der Richtcharakteristik ein, in dem die Leistung zu beiden Seiten des Strahlungsmaximums auf den halben Wert (−3 dB) abgesunken ist (Leistungshalbwertbreite). Bei den meisten praktisch ausgeführten Antennen kann man die ausgeleuchtete Fläche in der Form einer Ellipse annehmen, deren Haupt- und Nebenachsen durch die Öffnungswinkel α_E der *E*-Ebene und α_H der *H*-Ebene bestimmt werden.

Da in der als »ausgeleuchtet« angenommenen Fläche einer Richtantenne nicht die gesamte zur Verfügung stehende Strahlungsleistung enthalten ist, lassen sich durch einen einfachen Flächenvergleich oder durch einen Vergleich der Strahlungsdichten (bezogen auf den Kugelstrahler) keine realen Ergebnisse hinsichtlich des Gewinnes angeben. Jedoch liefern einfache Näherungsformeln für die Praxis brauchbare Ergebnisse. Sie setzen lediglich voraus, daß der Öffnungswinkel einer Richtantenne in der *E*-Ebene und in der *H*-Ebene bekannt ist. Der numerische Leistungsgewinn G_K

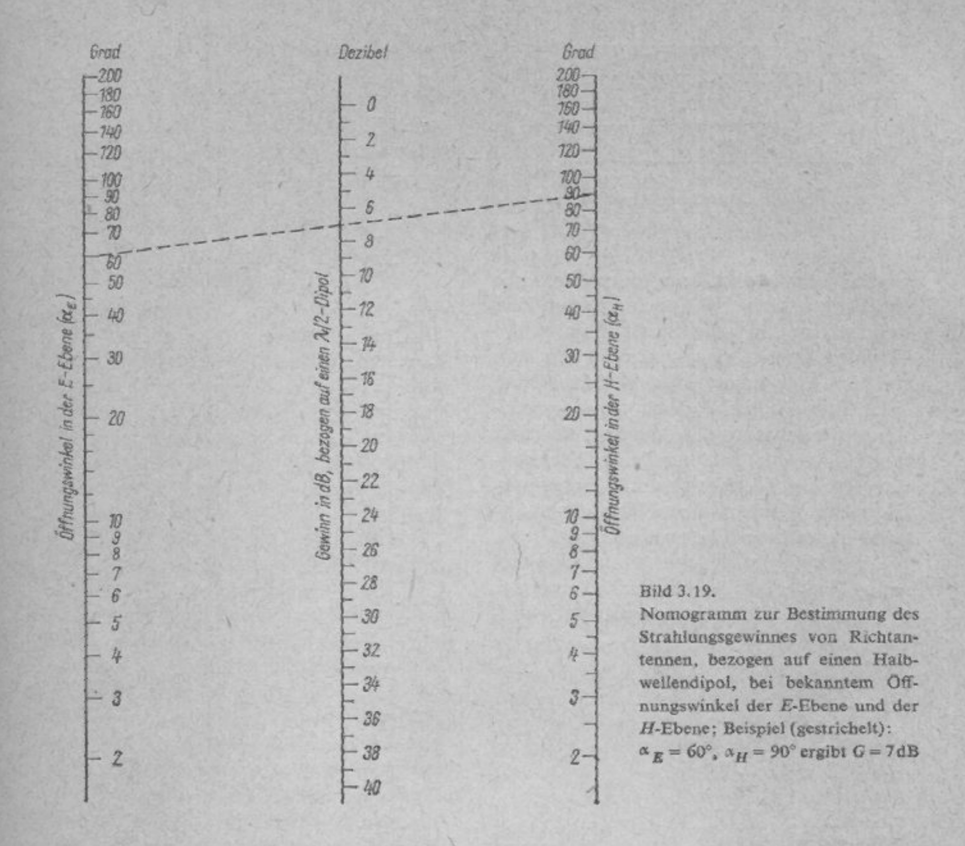


Bild 3.19.
Nomogramm zur Bestimmung des Strahlungsgewinnes von Richtantennen, bezogen auf einen Halbwellendipol, bei bekanntem Öffnungswinkel der *E*-Ebene und der *H*-Ebene; Beispiel (gestrichelt): $\alpha_E = 60°$, $\alpha_H = 90°$ ergibt $G = 7\,\text{dB}$

(bezogen auf einen Isotropstrahler) errechnet sich dann nach

$$G_K = \frac{44\,300}{\alpha_E \alpha_H}; \tag{3.18.}$$

α_E – Öffnungswinkel der *E*-Ebene, α_H – Öffnungswinkel der *H*-Ebene. Soll der Gewinn – wie üblich – auf einen Halbwellendipol bezogen werden, dann ergibt sich

$$G_{\lambda/2} = \frac{27\,000}{\alpha_E \alpha_H}. \tag{3.19.}$$

Den Gewinn – bezogen auf einen Halbwellendipol – erhält man in Dezibel nach

$$G_{\lambda/2} = 10 \lg \frac{27\,000}{\alpha_E \alpha_H}. \tag{3.20.}$$

Ein auf der Grundlage dieser Näherungsformel konstruiertes Nomogramm ist in Bild 3.19. dargestellt. Es gestattet das direkte Ablesen des Gewinnes in dB bei bekannten Öffnungswinkeln.

In den Formeln und im Nomogramm sind die Verluste nicht berücksichtigt. Sie entstehen durch die endliche Leitfähigkeit des Antennenmaterials, durch dielektrische Verluste und durch Fehlanpassung. Es wird weiterhin vorausgesetzt, daß die Rückdämpfung und die Nebenkeulendämpfung im Richtdiagramm mehr als 10 dB beträgt.

Die Richteigenschaften einer Antenne kann man auch durch den Begriff der *Absorptions-* oder *Wirkfläche* kennzeichnen. Sie stellt eine senkrecht zur Strahlrichtung liegende gedachte Fläche dar, durch die die

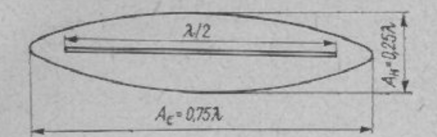


Bild 3.20. Die Wirkfläche des Halbwellendipols

gleiche Leistung fließt, wie sie durch die Empfangsantenne bei Anpassung dem Feld entzogen werden kann. Sie ist demnach der Wirkungsbereich einer Antenne, aus dem sie ihre Empfangsenergie bezieht. Diese Wirkfläche ist nicht gleich der geometrischen Ausdehnung der Antenne, sie kann je nach Art der Antenne kleiner oder größer sein. Das Verhältnis der Absorptionsfläche zur geometrischen Fläche einer Antenne nennt man *Flächenausnutzung*.

Die Absorptionsfläche A und der Gewinn G beliebiger Antennen sind einander proportional. Das geht aus den Beziehungen

$$A = \frac{\lambda^2 G_K}{4\pi} \qquad (3.21.)$$

und

$$G_K = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \qquad (3.22.)$$

hervor.

Dabei ist unter G_K der numerische Gewinn über einen Kugelstrahler einzusetzen.

Die Wirkfläche A eines Halbwellendipols – ausgedrückt in λ^2 – beträgt

$$A = \frac{1{,}64}{4\pi} = \frac{1{,}64}{12{,}566} = 0{,}1305\lambda^2. \quad (3.23.)$$

Als G_K ist in diesem Fall 1,64 einzusetzen, weil der Halbwellendipol einen Gewinn von 1,64 gegenüber dem Kugelstrahler aufweist (s. Abschn. 3.2.3.2.). Die Absorptionsfläche des Halbwellendipols hat die Form einer Ellipse mit den Abmessungen von ungefähr $0{,}25\lambda \times 0{,}75\lambda$ (Bild 3.20.).

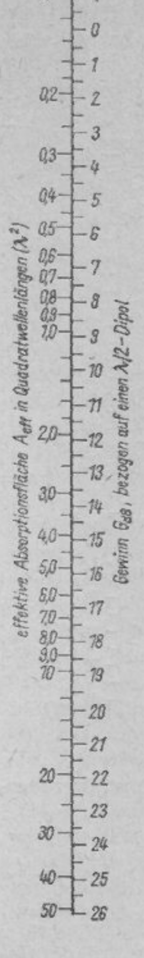


Bild 3.21.
Die Wirkfläche A einer beliebigen Antenne in Abhängigkeit von ihrem Gewinn in dB, bezogen auf einen Halbwellendipol

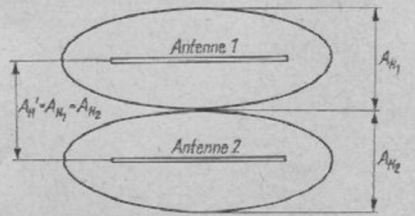


Bild 3.22. Der optimale Abstand zweier Antennen unter Berücksichtigung ihrer Wirkflächen

Da man den Gewinn G im allgemeinen auf einen Halbwellendipol bezieht, ist es oft einfacher, die Wirkfläche nach dieser Gewinnbeziehung zu errechnen. Wie festgestellt, beträgt die Wirkfläche eines Halbwellendipols rund $0{,}13\lambda^2$. Es genügt deshalb, den auf den Halbwellendipol bezogenen numerischen Gewinn einer beliebigen Antenne mit dem Wert 0,13 zu multiplizieren, um die Wirkfläche A zu erhalten.

$$A = 0{,}13 \cdot G; \tag{3.24.}$$

A in λ^2.

Beispiel
Eine Antenne wird mit dem Leistungsgewinn von 7 dB, entsprechend einem numerischen Gewinn von rund 5,0 angegeben. Der Gewinn ist auf einen Halbwellendipol bezogen. Die Wirkfläche A beträgt $5{,}0 \cdot 0{,}13 = 0{,}65\lambda^2$.

Zur schnellen Ermittlung der Wirkfläche A einer beliebigen Antenne, deren Gewinn in Dezibel auf einen Halbwellendipol bezogen ist, dient Bild 3.21.

Bedeutung erlangt z. B. die Wirkfläche, wenn mehrere Richtantennen übereinander oder nebeneinander zu Gruppenantennen angeordnet werden sollen. In diesem Fall gilt die Regel, daß sich die Wirkflächen der Einzelantennen nicht überlappen, andernfalls verringert sich der mögliche Gewinn. Man wird deshalb die Abstände möglichst so wählen, daß sich die Wirkflächen gerade berühren (Bild 3.22.). Will man z. B. 2 horizontale *Yagi*-Antennen übereinander stocken, so soll der vertikale Abstand A_H beider Ebenen mindestens so groß sein wie die Höhe der Wirkfläche in der H-Ebene.

Die Ausdehnung der Wirkflächen in der H-Ebene A_H und in der E-Ebene A_E – ausgedrückt in Wellenlängen λ –, errechnet man bei ellipsenförmiger oder kreisförmiger Form der Wirkfläche nach

$$A_H = 2\sqrt{\frac{A\alpha_H}{\pi\alpha_E}} \tag{3.25.}$$

und

$$A_E = 2\sqrt{\frac{A\alpha_E}{\pi\alpha_H}}; \tag{3.26.}$$

A_H und A_E in λ.

Beispiel
Eine *Yagi*-Antenne hat die Öffnungswinkel $\alpha_E = 58°$ und $\alpha_H = 83°$. Es sollen 2 dieser horizontal polarisierten Systeme vertikal übereinander gestockt werden. Wie groß ist der günstigste Etagenabstand?

Aus Bild 3.19. ergibt sich bei $\alpha_E = 58°$ und $\alpha_H = 83°$ ein Gewinn von 7,7 dB über einen Halbwellendipol.

Dem Gewinn von 7,7 dB entspricht nach Bild 3.21. eine Wirkfläche A von $0{,}8\lambda^2$.

Die Höhe A_H der Wirkfläche in λ ergibt sich dann je System zu

$$A_H = 2\sqrt{\frac{0{,}8 \cdot 83}{3{,}14 \cdot 58}} \approx 1{,}2\lambda.$$

Der hinsichtlich des Gewinnes günstigste Stockungsabstand beträgt $1{,}2\lambda$.

4. Dipolformen

Durch entsprechende Formgebung kann man die charakteristischen Eigenschaften eines Dipols verändern. Das trifft vor allem für den Fußpunktwiderstand und die Bandbreite zu. Manchmal können sich aus einer bestimmten Formgebung neben den erwünschten elektrischen Sondereigenschaften auch Vorzüge hinsichtlich der mechanischen Befestigung oder des Blitzschutzes ergeben, wie das z. B. beim Schleifendipol der Fall ist.

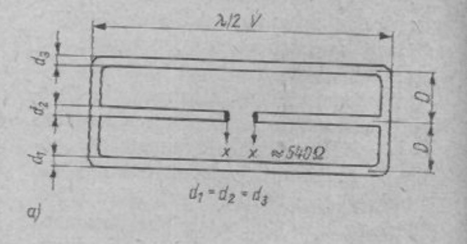
Sonderformen von Dipolen werden aus mechanischen Gründen vorwiegend im Bereich der Ultrakurzwellen und der Dezimeterwellen verwendet.

4.1. Schleifendipole

Aus der Parallelschaltung zweier Halbwellenstücke in geringem gegenseitigem Abstand D ($D < 0{,}05\lambda$) ist der *Schleifendipol* entstanden. Man nennt ihn auch *gefalteter Dipol* oder *Faltdipol* (Bild 4.1.). Seine Richtcharakteristik entspricht im wesentlichen der des einfachen gestreckten Dipols (s. Bild 3.10.). Er unterscheidet sich von diesem vor allem durch einen höheren Fußpunktwiderstand, auch die relative Bandbreite ist etwas größer. Für den Verkürzungsfaktor V der beiden Leitungsstücke gilt Bild 3.7.

Zur Berechnung des Strahlungswiderstandes eines gestreckten Dipols benutzt man Gl. (3.1.). Wird aus dem gestreckten Dipol durch Hinzufügen eines 2. parallelen Elements gleicher Stärke ein Faltdipol, so verteilt sich der Antennenstrom auf 2 Dipoläste. Bei gleicher Strahlungsleistung P_s ist demnach beim Schleifendipol der Antennenstrom I am Speisepunkt nur noch halb so groß wie beim gestreckten Dipol. Zum Errechnen des Fußpunktwiderstandes R_i''

Bild 4.1. Der Schleifendipol



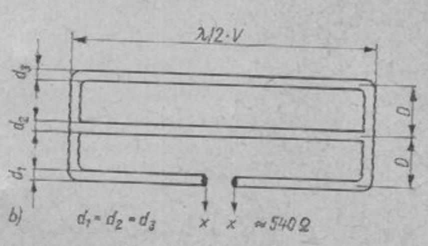


Bild 4.2. Der Doppelschleifendipol; a – Mittelleiter zur Speisung aufgetrennt, b – unterer Leiterzweig zur Speisung aufgetrennt

eines Faltdipols muß deshalb Gl. (3.1.) wie folgt verändert werden:

$$R_s'' = \frac{P_s}{\left(\frac{I}{2}\right)^2}. \qquad (4.1.)$$

Durch Umstellung der Formeln erhält man beim gestreckten Dipol

$$P_s = R_s \cdot I^2$$

und beim Faltdipol

$$P_s = R_s'' \cdot \left(\frac{I}{2}\right)^2.$$

Da in beiden Fällen die abgestrahlte Leistung P_s die gleiche ist, kann man gleichsetzen:

$$R_s \cdot I^2 = R_s'' \cdot \left(\frac{I}{2}\right)^2;$$

$$R_s \cdot I^2 = R_s'' \cdot \frac{I^2}{4};$$

$$R_s'' = 4R_s.$$

Daraus folgt, daß der Fußpunktwiderstand eines Faltdipols 4mal so groß ist wie der eines gestreckten Dipols. Man kann deshalb beim Faltdipol mit einem Fußpunktwiderstand von 240 bis 280 Ω rechnen.

Eine Abart des Schleifendipols ist der Doppelschleifendipol (Bild 4.2.). Bei gleichen Leiterdurchmessern verteilt sich in diesem Falle der Antennenstrom auf 3 gleiche Halbwellenstücke; es fließt demnach in jedem Dipolzweig nur $^1/_3$ des Gesamtstromes. Der Eingangswiderstand R_s''' des Doppelschleifendipols beträgt deshalb

$$R_s''' = \frac{P_s}{\left(\frac{I}{3}\right)^2} \qquad (4.2.)$$

und hat den 9fachen Fußpunktwiderstand eines einfachen gestreckten Dipols (540 bis 630 Ω).

Für die Funktion des Doppelschleifendipols hat es keine Bedeutung, ob man den Speisepunkt nach Bild 4.2.a oder nach Bild 4.2.b wählt. Aus mechanischen Gründen ist die Einspeisung im unteren Zweig oft vorteilhafter, weil man dann den Mittelleiter zur Befestigung auf dem Antennenträger nutzen kann.

Die Anzahl n der parallelen Halbwellenstücke läßt sich bis zur Reusenform vergrößern. Für den Fußpunktwiderstand gilt dabei die Regel: Haben alle Leiter gleichen Durchmesser und beträgt ihr gegenseitiger Abstand $D < 0{,}05\lambda$, dann ist der Multiplikationsfaktor k für den Fußpunktwiderstand – bezogen auf den des gestreckten Halbwellendipols – etwa gleich dem Quadrat der Leiteranzahl n

$$k = n^2.$$

Beim Doppelschleifendipol nach Bild 4.2. sind z. B. 3 parallele Halbwellenstücke vorhanden ($n = 3$), der Faktor k beträgt deshalb $3^2 = 9$, entsprechend einem Fußpunktwiderstand von etwa $9 \cdot 60 = 540\,\Omega$.

Eine weitere und oft verwendete Möglichkeit, den Fußpunktwiderstand eines Schleifendipols zu verändern, besteht in der unterschiedlichen Wahl des Durchmessers der beiden Halbwellenstücke (Bild 4.3.). Wird der Durchmesser des nicht unterbrochenen Halbwellenstückes d_2 größer als der des Dipols d_1, so erhöht sich der Eingangswiderstand. Er wird größer als der eines normalen Faltdipols. Ist umgekehrt der Durchmesser d_1 des gespeisten Dipols größer als d_2, dann verkleinert sich der Fußpunktwiderstand. In beiden Fällen



Bild 4.3. Der Schleifendipol mit verschiedenen Elementdurchmessern

hängt der Multiplikationsfaktor k außerdem noch vom Abstand D ab.

Den wirksamen Eingangswiderstand eines Schleifendipols, der aus verschieden dicken Stäben aufgebaut ist ($d_2 > d_1$), zeigt Bild 4.4.

Rechnerisch erhält man den Multiplikationsfaktor k nach einer von *Roberts* angegebenen Beziehung (*RCA Review*, June, 1947), wonach

$$k = 1 + \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 \qquad (4.3.)$$

beträgt. Der Faktor k bezieht sich wieder auf den gestreckten Halbwellendipol. Für Z_1 setzt man den Wellenwiderstand, der

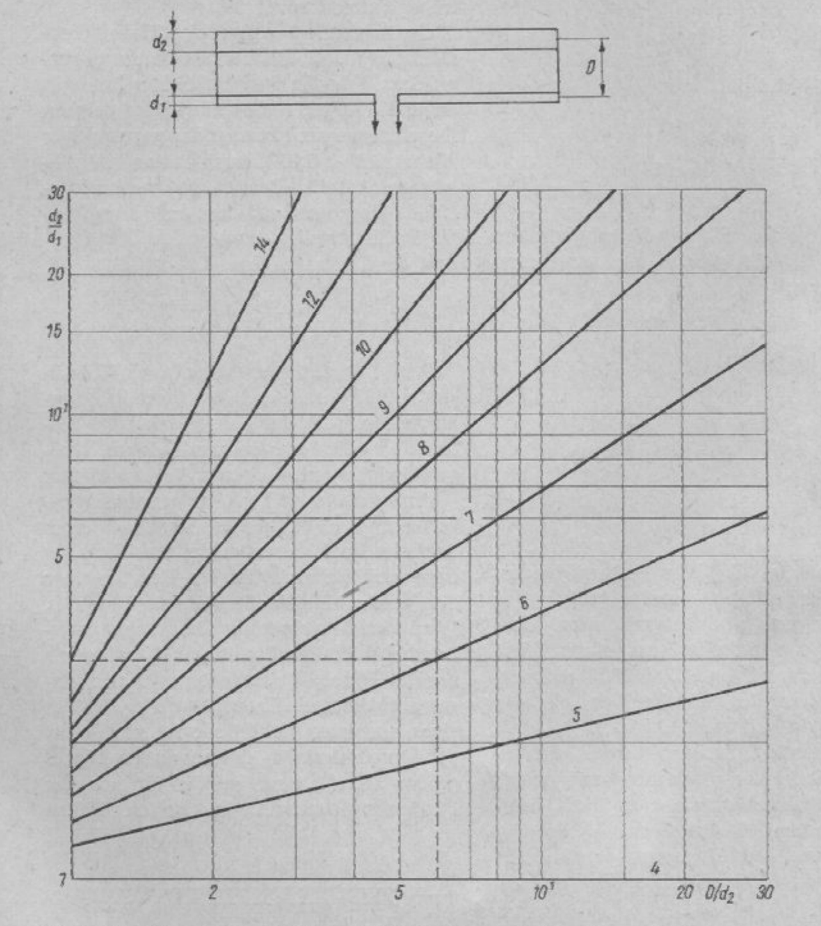


Bild 4.4. Der Eingangswiderstand eines Faltdipols mit verschiedenen Elementdurchmessern, bezogen auf einen gestreckten Dipol. Beispiel (eingezeichnet): $\frac{d_2}{d_1} = 3$; $\frac{D}{d_2} = 6$, daraus ergibt sich ein Impedanzverhältnis von 6, das ist der 6fache Wert eines gestreckten Dipols (360 bis 420 Ω)



Bild 4.5. Der Eingangswiderstand eines Doppelschleifendipols mit verschiedenen Elementdurchmessern, bezogen auf den gestreckten Dipol.

Beispiel (eingezeichnet): $\frac{d_2}{d_1} = 1{,}25$; $\frac{D}{d_2} = 6$;

daraus ergibt sich ein Impedanzverhältnis von 16, das ist der 16fache Wert eines gestreckten Dipols (960 bis 1120 Ω)

sich ergibt, wenn man eine Doppelleitung mit den Leiterdurchmessern d_1 bei einem Leiterabstand D konstruieren würde. Der Wellenwiderstand Z in Ω einer luftisolierten Zweidrahtleitung ergibt sich aus

$$Z = 276 \cdot \lg \frac{2D}{d} \qquad (4.4.)$$

und wird in Abschnitt 5.1.1. ausführlicher erläutert.

Sinngemäß ist für Z_2 der Wellenwiderstand aus d_2 und D festzustellen.

Als Zusammenfassung für die Bestimmung des Multiplikationsfaktors k ist auch die Gleichung

$$k = \left(\frac{\lg \frac{4D^2}{d_1 \cdot d_2}}{\lg \frac{2D}{d_2}} \right)^2 \qquad (4.5.)$$

üblich.

Auch beim Doppelschleifendipol wird eine Widerstandstransformation erzielt, wenn sich der Durchmesser d_1 des unterbrochenen Dipols von d_2 der beiden parallelen Halbwellenstücke unterscheidet. Die Zusammenhänge veranschaulichen die Kurven in Bild 4.5.

In Anlehnung an Gl. (4.3.) und Gl. (4.5.) ergeben sich in diesem Fall die rechnerischen Beziehungen aus

$$k = 1 + \left(\frac{2Z_1}{Z_2} \right)^2 \qquad (4.6.)$$

und

$$k = \left(\frac{\lg \frac{4D^3}{d_1^2 \cdot d_2}}{\lg \frac{D}{d_2}} \right)^2. \qquad (4.7.)$$

Bei allen Schleifendipolen können die nicht unterbrochenen Halbwellenstücke in ihrer geometrischen Mitte geerdet bzw. direkt mit dem metallischen Antennenträger verbunden werden.

4.2. Ganzwellendipole

Einen Dipol, dessen Gesamtlänge elektrisch 1λ beträgt, nennt man *Ganzwellendipol* (Bild 4.6.).

Beide Halbwellenstücke werden gleichphasig im Spannungsbauch erregt. Hohe Spannung bei niedrigem Strom ergibt bekanntlich einen hohen Widerstand, folglich ist die Impedanz im Speisepunkt des Ganzwellendipols verhältnismäßig hoch.

Da die Speisung des Ganzwellendipols in einem Spannungsmaximum erfolgt, spricht man auch von einem spannungsgespeisten Dipol. Der Fußpunktwiderstand R_0 und die Bandbreite sind mehr als beim Halbwellendipol vom Verhältnis λ/d abhängig. Dabei ist die Bandbreite stets größer als die eines $\lambda/2$-Dipols gleichen Schlankheitsgrades. Die Kurven in Bild 4.7. zeigen den zu erwartenden Fußpunktwiderstand R_0 und den Verkürzungsfaktor V bei Ganzwellendipolen in Abhängigkeit von deren Schlankheitsgrad λ/d.

Der Abstand der beiden Dipolhälften im Speisepunkt XX hat ebenfalls geringfügigen Einfluß auf den Fußpunktwiderstand R_o. Die Bild 4.7. entnehmbaren Werte für R_o sind um so genauer, je besser der Abstand XX dem Strahlerdurchmesser d entspricht.

Auch der Verkürzungsfaktor V des Ganzwellendipols unterscheidet sich von dem eines Halbwellendipols gleichen Schlankheitsgrades; der Ganzwellendipol muß stärker verkürzt werden, um in Resonanz zu kommen.

Beispiel

Ein Ganzwellendipol für $f = 150$ MHz entsprechend $\lambda = 200$ cm soll aus 2 cm dickem Rohr gebaut werden. Das Verhältnis λ/d ist demnach $200:2 = 100$. Für einen Schlankheitsgrad von 100 kann aus Bild 4.7. ein Fußpunktwiderstand R_o von etwa 1100 Ω abgelesen werden. Der Verkürzungsfaktor V beträgt bei diesem Schlankheitsgrad 0,87.

Der Ganzwellen*dipol* darf nicht mit dem

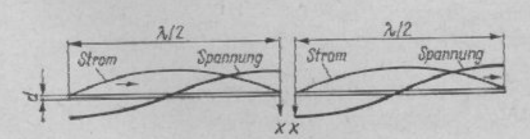


Bild 4.6. Der Ganzwellendipol

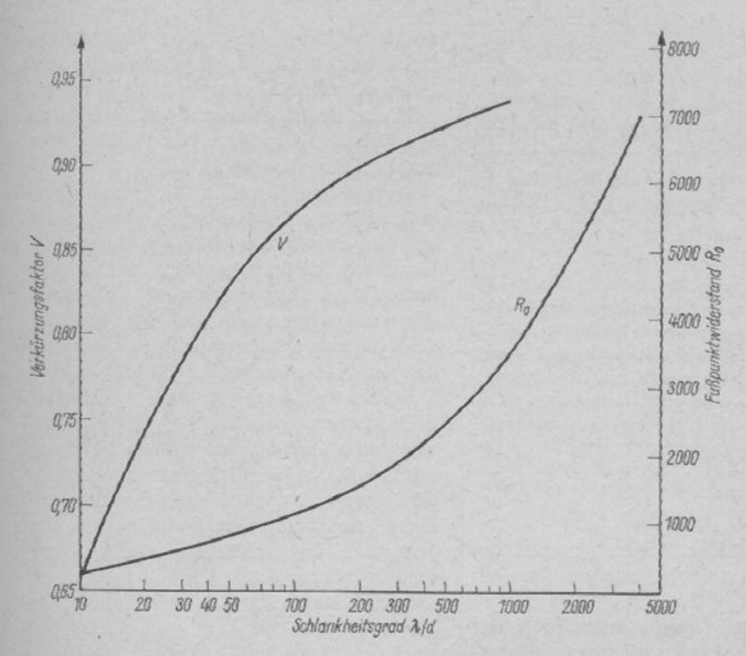


Bild 4.7. Fußpunktwiderstand R_0 und Verkürzungsfaktor V beim Ganzwellendipol in Abhängigkeit vom Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnis λ/d (Näherungswerte)

Ganzwellen*strahler* verwechselt werden. Beim in der geometrischen Mitte unterbrochenen und dort gespeisten Ganzwellendipol werden beide Halbwellenzweige zwangsläufig *gleichphasig* erregt. Daraus ergibt sich ein Strahlungsdiagramm in der *E*-Ebene nach Bild 4.8.a. Es ähnelt dem des Halbwellendipols, die beiden Strahlungskeulen sind aber etwas schmaler (Öffnungswinkel rund 65°). Bei einer *nicht unterbrochenen* Ganzwellenantenne dagegen speist man an einem Leiterende ein (sogenannte Zeppelin-Antenne, s. Abschnitt 10.2.1.). In diesem Fall ändert sich die Stromrichtung in der Mitte des Ganzwellenleiters (Bild 4.8.b), und die beiden Halbwellenabschnitte werden *gegenphasig* erregt. Dadurch ist das Richtdiagramm in der *E*-Ebene nach Bild 4.8.b in 4 Hauptstrahlrichtungen aufgeblättert, wobei die Maxima der Strahlungskeulen jeweils in Winkeln von 54° zur Strahlerlängsachse auftreten. Während beim Ganzwellendipol mit einem Gewinn von etwa 1,8 dB – bezogen auf einen Halbwellendipol – gerechnet wird, beträgt dieser beim endgespeisten Ganzwellenstrahler nur etwa 1,2 dB.

Einem Halbwellendipol werden die Eigenschaften eines Serienresonanzkreises zugeordnet, dagegen verhält sich der Ganzwellendipol im Resonanzfall und bei Veränderung der Frequenz wie ein Parallelresonanzkreis.

Auf Grund der relativ großen Bandbreite setzt man Ganzwellendipole bevorzugt in Breitbandantennensystemen ein. Dabei könnte der Dipol in den beiden Spannungsminima befestigt und geerdet werden (s. Spannungsverteilung Bild 4.6.). Man verzichtet aber oft auf die Erdung an den Befestigungspunkten und haltert den Ganzwellendipol isoliert, um Verluste, die durch

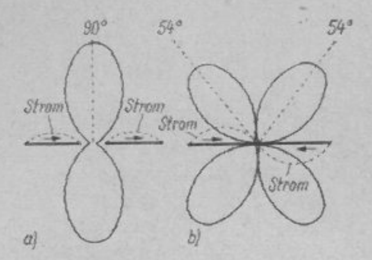


Bild 4.8. Richtdiagramm der E-Ebene und Stromverteilung bei Ganzwellenstrahlern; a – Ganzwellendipol, beide Hälften werden gegenphasig erregt (gleiche Stromrichtung), Hauptstrahlrichtung 90° zur Dipollängsachse, b – Ganzwellenstrahler, nicht unterbrochen (z. B. endgespeist), dadurch gegenphasig erregt (entgegengesetzte Stromrichtung), Hauptstrahlrichtungen 54° zur Strahlerlängsachse

eine ungleichmäßige Spannungsverteilung beim Ganzwellendipol entstehen könnten, zu vermeiden.

Vergrößert man den Abstand XX der beiden Speisepunkte, so wird eine Gewinnsteigerung erzielt. Der Gewinn kann mehr als 3 dB betragen, wenn die Breite der Trennstelle XX in die Größenordnung von 0,2 bis 0,6λ kommt. Allerdings ist eine Gewinnsteigerung auf diese Art aus mechanischen Gründen kaum möglich.

4.3. Breitbanddipole

Der Eingangswiderstand eines Dipols ist im Resonanzfall ein reiner Wirkwiderstand. Bei Erregung des Dipols mit Frequenzen, die außerhalb seiner Resonanzfrequenz liegen, wird der Eingangswiderstand mit induktiven oder kapazitiven Blindkomponenten beaufschlagt.

Je schlanker ein Dipol, desto schneller wachsen die Blindanteile bei Verstimmung aus der Resonanzfrequenz und desto geringer ist dessen Bandbreite. Deshalb verwendet man Dipole mit kleinem Schlankheitsgrad λ/d (sogenannte »dicke Dipole«), wenn eine große Frequenzbandbreite erzielt werden soll. Dicke Dipole stellt man als Halbwellendipole und als Ganzwellendipole her. Bezüglich der Bandbreite sind Ganzwellendipole günstiger, weil sie bei gleichem Schlankheitsgrad eine um etwa den Faktor 1,3 größere Bandbreite haben als ein Halbwellendipol.

Beim dicken Dipol ist die Stromverteilung nicht mehr sinusförmig, sondern abgeflacht, etwa wie in Bild 4.9. dargestellt. Der Strom im Speisepunkt nimmt deshalb beim dicken Ganzwellendipol relativ hohe Werte an, woraus sich auch das Absinken des Fußpunktwiderstandes bei kleiner werdendem Schlankheitsgrad erklärt.

Besteht der Breitbanddipol aus dicken, zylindrischen Rohren oder Stäben, entsprechend Bild 4.9., so weisen die Querschnittsflächen der Stäbe am Speisepunkt eine große Kapazität gegeneinander auf. Beim Anschluß der Speiseleitung tritt außerdem eine plötzliche starke Querschnittsänderung auf. Deshalb werden die dicken Elementstäbe gewöhnlich am Speisepunkt konisch verjüngt, wie Bild 4.10. a zeigt, und man erhält dadurch definierte Anschlußpunkte für die Speiseleitung.

Häufig behält man die konische Struktur über die ganze Antennenlänge bei, und es entsteht daraus der *Doppelkegeldipol* (Bild 4.10. b). Bei ihm wird der Fußpunktwiderstand aus der Größe des Winkels Θ abgeleitet und läßt sich aus Bild 4.11. ersehen. Wegen der großen Bandbreite solcher Dipole ist die Bemessung des Verkürzungsfaktors V nicht besonders kritisch. Deshalb wird oft mit einem Mittelwert von $V = 0,73$ gerechnet.

Kleineren Windwiderstand und geringeres Gewicht bietet ein skelettförmiger Aufbau mit möglichst vielen Einzelstäben nach Bild 4.10. c. Die Eigenschaften des Doppelkegeldipols bleiben auch bei diesem verein-

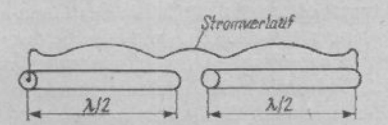


Bild 4.9. Die Stromverteilung bei einem dicken Ganzwellendipol

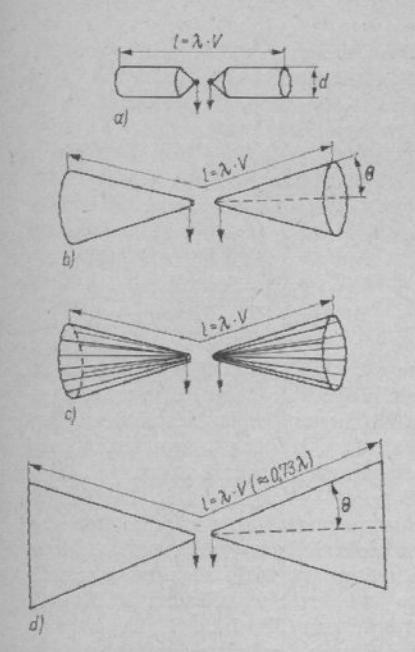


Bild 4.10. Die Varianten von Breitbanddipolen;
a – dicker Ganzwellendipol aus zylindrischen Stäben, am Speisepunkt konisch verjüngt, b – Doppelkegelganzwellendipol, aus Blechkegeln hergestellt, c – Skelettform eines Doppelkegelganzwellendipols, aus einzelnen Stäben hergestellt, d – Flächendipol in Schmetterlingsform

fachten Aufbau erhalten. Schließlich kann man von der voluminösen Kegelform ganz abgehen und die Dipole nur flächig gestalten. Um definierte Anschlußpunkte für die Speiseleitung zu erhalten, stellt man Flächendipole vorwiegend mit dreieckförmigen Flügeln (s. Bild 4.10. d) her. Man nennt sie deshalb auch *Schmetterlingsdipole*. Sind die Flächen aus engmaschigem Drahtgeflecht oder aus gelochten Blechen gebildet, so werden Windwiderstand und Gewicht gemindert, ohne daß sich die Antenneneigenschaften merkbar verschlechtern. Auch beim Ganzwellenschmetterlingsdipol rechnet man mit einem durchschnittlichen Verkürzungsfaktor V von 0,73. Breitbandflächenantennen werden in Abschnitt 26.1. ausführlicher beschrieben.

Bei den aufgeführten Breitbanddipolen beträgt die von den Abmessungen abhängige relative Bandbreite b etwas zwischen 0,5 und 0,8 f_0. Zur Definition der relativen Bandbreite b siehe Abschnitt 3.1.4. und Gl. (3.3.).

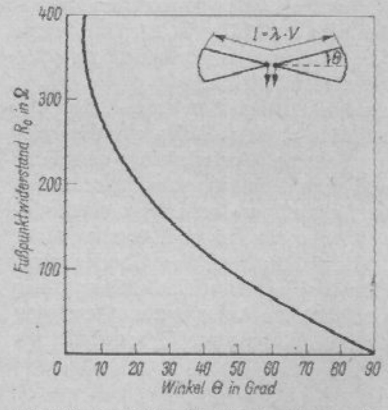


Bild 4.11. Der Fußpunktwiderstand R_0 eines Doppelkegeldipols in Abhängigkeit vom Winkel θ

5. Die Speisung von Antennen

Größtmögliche Leistung wird übertragen, wenn der Scheinwiderstand des Generators (Sender-Endstufe) an den Scheinwiderstand des Verbrauchers (Antenne) angepaßt ist.
Der Wirkungsgrad der Leistungsübertragung erreicht nur dann seinen Höchstwert, wenn der Verbraucher für den Generator einen reinen Wirkwiderstand darstellt. Das heißt, daß der Speisepunkt der Antenne frei von induktiven oder kapazitiven Blindanteilen sein muß. Das ist der Fall, wenn sich die Antenne in Resonanz mit der Sendefrequenz befindet.

Da zwischen dem Sender und der Antenne in den meisten Fällen eine Energietransportleitung (Speiseleitung) eingefügt ist, muß auch diese so beschaffen sein, daß sie die Anpassungs- bzw. Resonanzbeziehung zwischen Sender und Antenne nicht stört. Sinngemäß haben diese Überlegungen auch für den Empfangsfall Gültigkeit, hier wird lediglich die Antenne zum Generator und der Empfänger zum Verbraucher.

5.1. Speiseleitungen

Speiseleitungen haben die Aufgabe, die HF-Energie möglichst verlustarm weiterzuleiten und sollen dabei selbst nicht strahlen. Die in der Antennentechnik üblichen Speiseleitungen bestehen vorwiegend aus 2 parallel zueinander verlaufenden Leitern, deren charakteristische Eigenschaften hauptsächlich durch die geometrischen Abmessungen des Leitungsquerschnittes und die Art des Dielektrikums zwischen den Leitern bestimmt werden.

5.1.1. Der Wellenwiderstand einer Leitung

Eine wichtige Größe bei HF-Leitungen ist deren Wellenwiderstand Z. Dieser Leitungsscheinwiderstand ergibt sich aus dem Verhältnis der Spannung U zum Strom I auf einer unendlich langen Leitung.

Eine HF-Leitung kann als die Zusammensetzung von Längsinduktivitäten und Querkapazitäten dargestellt werden. Dieser Vorstellung entspricht auch das gebräuchliche und vereinfachte Ersatzbild für eine Doppelleitung (Bild 5.1.).

Bei einer in der Praxis durchaus vertretbaren Vernachlässigung der Leitungsverluste errechnet sich der Wellenwiderstand Z einer HF-Leitung nach

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (5.1.)$$

(Z in Ω). Z ist reell, daher hängt der Wellenwiderstand nicht von Frequenz und Leitungslänge ab.

Aus Gl. (5.1.) geht hervor, daß große Selbstinduktion L und kleine Kapazität C einen großen Wellenwiderstand Z ergeben. Das bedeutet für die Praxis, daß dünne Leiter (großes L) in weitem Abstand von-

ΔL ΔL ΔL ΔL ΔL
ΔC ΔC ΔC ΔC ΔC
ΔL ΔL ΔL ΔL ΔL

Bild 5.1. Das Ersatzschaltbild einer Paralleldrahtleitung

einander (kleines C) einen großen Wellenwiderstand Z, dagegen dicke Leiter (kleines L) in geringem Abstand voneinander (großes C) einen kleinen Wellenwiderstand Z aufweisen. Der Wellenwiderstand Z wird demnach in erster Linie von den geometrischen Abmessungen des Leitungsquerschnittes bestimmt.

In der Antennentechnik verwendet man hauptsächlich Paralleldrahtleitungen, wie in Bild 5.2. im Querschnitt dargestellt, und koaxiale Leitungen nach Bild 5.3. Ihr Aufbau wird im folgenden Abschnitt noch ausführlicher beschrieben.

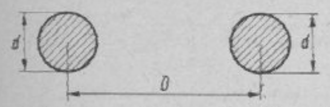


Bild 5.2. Querschnitt einer Paralleldrahtleitung

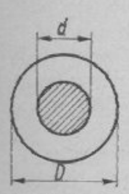


Bild 5.3. Querschnitt einer koaxialen Leitung

Unter der Voraussetzung, daß das Dielektrikum zwischen beiden Leitern aus Luft besteht (Dielektrizitätskonstante $\varepsilon = 1$), ergeben sich nachstehende Näherungsformeln für die Errechnung des Wellenwiderstandes Z:

a – Paralleldrahtleitungen mit Luftisolation (Bild 5.2.)

$$Z = 120 \cdot \ln \frac{2D}{d} \quad (5.2.)$$

oder

$$Z = 276 \cdot \lg \frac{2D}{d}\,; \quad (5.3.)$$

b – Konzentrische Leitungen mit Luftisolation (Bild 5.3.)

$$Z = 60 \cdot \ln \frac{D}{d} \quad (5.4.)$$

oder

$$Z = 138 \cdot \lg \frac{D}{d}\,; \quad (5.5.)$$

ln – natürlicher Logarithmus, lg – dekadischer (Briggscher) Logarithmus. Die Dimensionen für D und d sind aus Bild 5.2. bzw. Bild 5.3. zu entnehmen.

Der Wellenwiderstand Z von HF-Leitungen verschiedener Querschnittsformen läßt sich durch Benutzen der Kurven aus Bild 5.4. bis Bild 5.7. vereinfacht berechnen. Die Kurvenwerte gelten für Luftisolation.

5.1.1.1. *Das Dielektrikum von HF-Leitungen*

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit c der elektromagnetischen Welle wird durch das Medium bestimmt, das sie durchläuft. Handelt es sich bei diesem Medium um atmosphärische Luft, so ist $c = 3 \cdot 10^8$ m/s (Lichtgeschwindigkeit). Dieser »Höchstgeschwindigkeit« liegt die Dielektrizitätskonstante ε des Vakuums oder der atmosphärischen Luft zugrunde. Sie stellt eine dimensionslose Naturkonstante mit dem Zahlenwert 1 dar. Die relative Dielektrizitätskonstante ε_r aller anderen Stoffe ist immer >1.

Aus der Beziehung

$$c = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (5.6.)$$

läßt sich ersehen, daß sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit c (in m/s) vermindern muß, wenn ein anderes Dielektrikum als Luft vorhanden ist.

Eine Zusammenstellung der relativen Dielektrizitätskonstanten verschiedener Isolierstoffe enthält Tabelle 5.1.

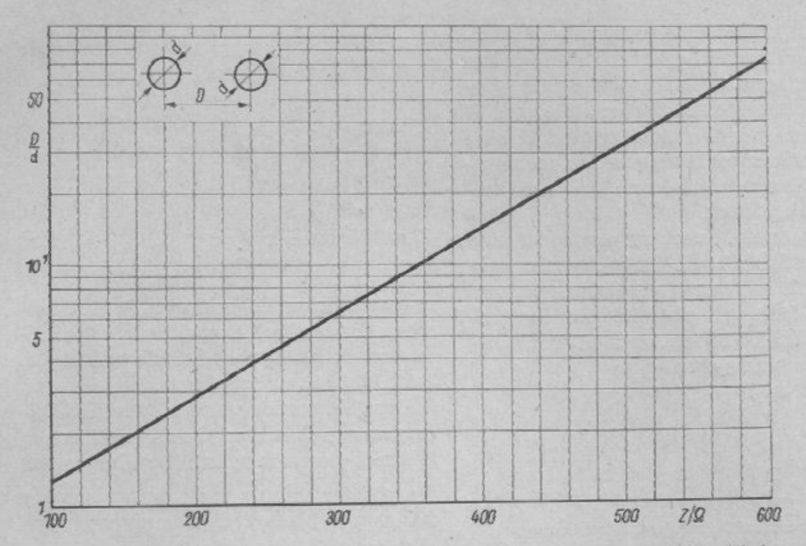


Bild 5.4. Der Wellenwiderstand Z einer Paralleldrahtleitung mit Luftisolation in Abhängigkeit vom Verhältnis Leiterabstand D zu Leiterdurchmesser d

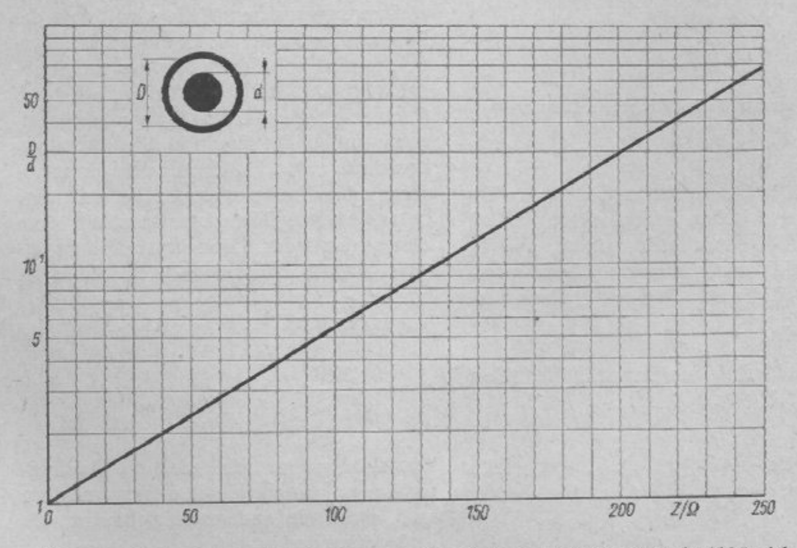


Bild 5.5. Der Wellenwiderstand Z einer konzentrischen Leitung mit Luftisolation in Abhängigkeit vom Verhältnis Innendurchmesser des Außenleiters D zu Außendurchmesser des Innenleiters d

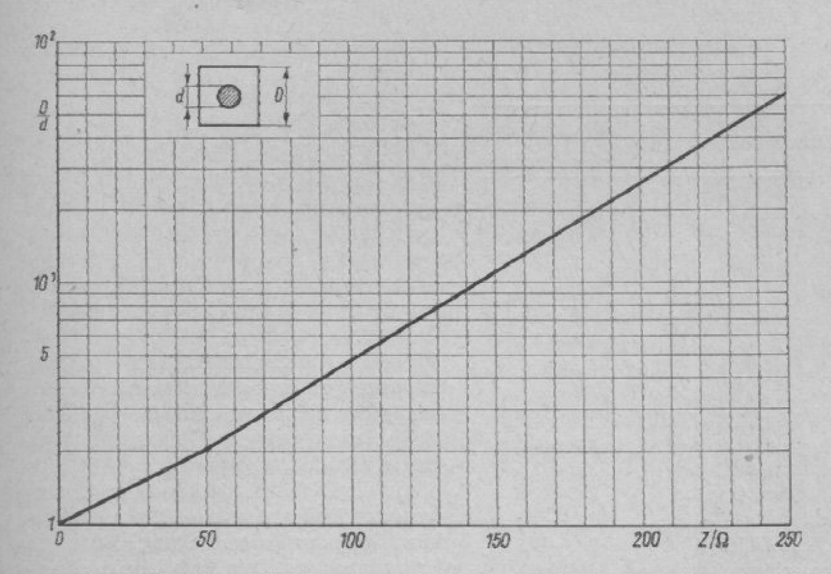


Bild 5.6. Der Wellenwiderstand Z einer Leitung mit Luftisolation bei rundem Innenleiter und quadratförmigem Außenleiter

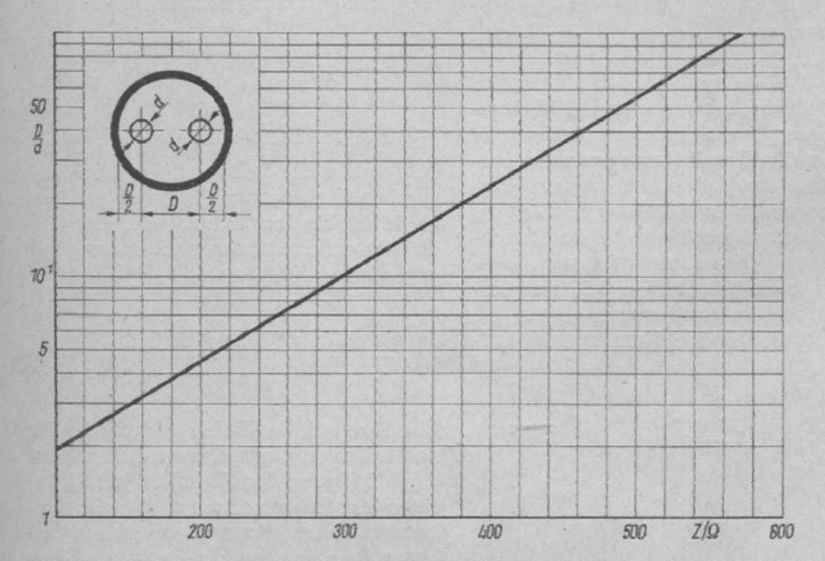


Bild 5.7. Der Wellenwiderstand Z einer abgeschirmten, symmetrischen Doppelleitung mit Luftisolation

Tabelle 5.1. Dielektrizitätskonstanten verschiedener Isolierstoffe

Isolierstoff	Dielektrizitätskonstante ε_r
Amenit	3,5
Bakelit	4,0 ··· 4,6
Buna S	3,7
Calit	6,5
Glas	4,0 ··· 10
Glimmer	4,0 ··· 8,0
Lupolen	2,3
Mipolam	3,4
Naturseide	4,0 ··· 5,0
Pertinax	5,0 ··· 6,5
Piacryl (Plexiglas)	3,0 ··· 3,6
Polyisobutylen, Oppanol	2,2 ··· 2,6
Polystyrol	2,2 ··· 2,6
Polyvinylchlorid (PVC)	3,1 ··· 3,5
Porzellan, technisch	6,5
Porzellan für Hochfrequenz	6,0
Steatit	6,0
Styroflex	2,5
Trolitul	2,4
Ultraporzellan	6,3 ··· 7,5

Bei industriell hergestellten HF-Leitungen werden im allgemeinen Isolierstoffe zwischen den Einzelleitern verwendet. Entsprechend der dadurch bedingten Fortpflanzungsgeschwindigkeit auf der Leitung, kommt dieser Einfluß auch bei der Berechnung des Wellenwiderstandes zum Ausdruck. Die Gl. (5.2.) bis Gl. (5.5.) sind deshalb wie folgt zu erweitern:

a – Bandleitungen mit Kunststoffdielektrikum

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln \frac{2D}{d} \tag{5.7.}$$

oder

$$Z = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \lg \frac{2D}{d}\,; \tag{5.8.}$$

b – Koaxialkabel mit Kunststoffdielektrikum

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln \frac{D}{d} \tag{5.9.}$$

oder

$$Z = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \lg \frac{D}{d}\,. \tag{5.10.}$$

Enthält das Dielektrikum Lufteinschlüsse, wie das bei modernen Leitungen häufig der Fall ist, so muß die gegenüber Vollisolation geringere Dielektrizitätskonstante berücksichtigt werden.

Aus der Dielektrizitätskonstante des verwendeten Isoliermaterials läßt sich der Verkürzungsfaktor V einer Leitung bestimmen. Er ergibt sich aus dem Verhältnis der Fortpflanzungsgeschwindigkeit entlang der Leitung zur Ausbreitungsgeschwindigkeit im freien Raum als eine Geschwindigkeitskonstante, die immer < 1 ist. Man erhält den Verkürzungsfaktor V aus der Beziehung

$$V = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}\,. \tag{5.11.}$$

Der Verkürzungsfaktor ist in den Datenblättern von HF-Leitungen fast immer angegeben. Man benötigt ihn unter anderem als Multiplikationsfaktor, wenn eine HF-Leitung auf eine bestimmte Resonanzlänge zugeschnitten werden soll.

5.1.1.2. *Die Ermittlung des Wellenwiderstandes durch einfache Messungen*

Eine Kontrolle des Wellenwiderstandes läßt sich bei Leitungen mit reiner Luftisolation durch Messung der Kapazität je Längeneinheit durchführen. Dazu wird die Gesamtkapazität eines genau abgemessenen Leitungsstückes festgestellt und aus dem Ergebnis die Kapazität C in pF für 1 cm Leitungslänge errechnet. Der Wellenwider-

stand Z in Ω ergibt sich dann mit guter Annäherung aus

$$Z = \frac{100}{3C}. \qquad (5.12.)$$

Steht eine *LC*-Meßbrücke zur Verfügung, so kann auch bei kunststoffisolierten, beliebigen Kabeln und Bandleitungen deren Wellenwiderstand durch Messung ermittelt werden. Man rollt ein möglichst langes Kabelstück aus und nimmt bei offenem Ende eine C-Messung zwischen Seele und Mantel vor. Anschließend werden Seele und Mantel am gegenüberliegenden Ende miteinander verbunden, und man mißt mit der Brücke das L zwischen Seele und Mantel. Die gefundenen Werte sind in F und H in Gl. (5.1.) einzusetzen.

Bei Bandleitungen verfährt man entsprechend, jedoch sollten diese nicht auf dem Fußboden liegen, sondern im Meßraum frei ausgespannt werden.

5.1.2. Paralleldrahtleitungen

Die geringsten Verluste weisen stets HF-Leitungen mit Luftisolation auf. Deshalb benutzen besonders die Kurzwellenamateure oft selbstgebaute Speiseleitungen, die aus parallelen, freiliegenden Drähten hergestellt sind. Durch Spreizstücke aus hochwertigem Isoliermaterial wird der Leiterabstand konstant gehalten. Solche Leitungen bezeichnet man allgemein als *Feeder*, im Sprachgebrauch der deutschen Funkamateure werden sie jedoch sehr treffend *»Hühnerleiter«* genannt (Bild 5.8.). Um eine solche Leitung mit einem bestimmten Wellenwiderstand bauen zu können, entnimmt man das erforderliche Abstand/Durchmesser-Verhältnis $\frac{D}{d}$ aus Bild 5.4. Aus mechanischen Gründen ist der Wellenwiderstand Z meist auf 500 ··· 600 Ω beschränkt. Bei kleineren Wellenwiderständen werden die Spreizerlängen zu gering, um noch eine ausreichende Stabilität der Leitung zu gewährleisten.

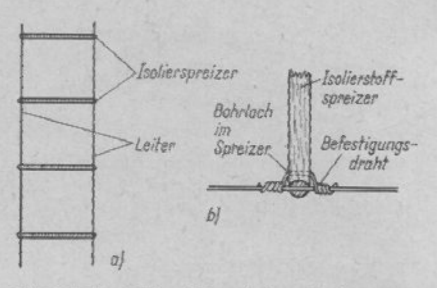


Bild 5.8. Die »Hühnerleiter« (offene Zweidrahtleitung); a – Aufbau; b – Vorschlag für Spreizerbefestigung



Bild 5.9. Die Flachbandleitung (UKW-Bandleitung)

In Isolierstoffe eingebettete Flachbandleitungen – also die üblichen UKW-Bandleitungen – sind billig und leicht (Bild 5.9.). Das Dielektrikum besteht meist aus dem Kunststoff *Polyäthylen*. Handelsübliche Bandleitungen haben Wellenwiderstände von 120, 240 und 300 Ω.
Neue Flachbandleitungen weisen nur eine geringe Dämpfung auf, sie sind verlustärmer als vergleichbare Koaxialkabel. Unter längerem Witterungseinfluß ist jedoch eine erhebliche Verschlechterung der Dämpfungswerte festzustellen. Durch die Ultraviolettstrahlung der Sonne verändert das Dielektrikum mit der Zeit seine elektrischen Eigenschaften in ungünstiger Weise. Diesen Alterungseinfluß durch Sonnenstrahlung versucht man in neuerer Zeit durch Pigmentierung des Kunststoffs mit Ruß oder anderen Stoffen zu verhindern oder zumindest stark zu verzögern.

Besonders große Veränderungen der Kennwerte weisen Bandleitungen bei Regen, Reif oder Nebel auf, da sie sich dann mit einem Wasserfilm überziehen, der eine unkontrollierbare Veränderung des Wellenwiderstandes bewirkt und außerdem die Dämpfung erhöht. Weiterhin verändert



Bild 5.10. Die symmetrische Schlauchleitung



Bild 5.11. Die abgeschirmte Zweidrahtleitung

sich der Wellenwiderstand bei Annäherung an Gebäudeteile, Metallmassen usw. Deshalb müssen Bandleitungen möglichst frei und räumlich unveränderbar verlegt werden.

Nicht so witterungsabhängig sind symmetrische Schlauchleitungen, bei denen das Dielektrikum die beiden Leiter schlauchförmig umgibt. Da das Dielektrikum von Schlauchleitungen meist luftraumreich ist (Schaumstoffe), sind sie gewöhnlich dämpfungsärmer als vergleichbare Bandleitungen (Bild 5.10.).

Abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitungen nach Bild 5.11. werden selten verwendet. Bei höherem Preis ist die Dämpfung etwas größer als die vergleichbarer unabgeschirmter Zweidrahtleitungen. Jedoch sind abgeschirmte Leitungen witterungsbeständig und behalten ihre Kennwerte auch über größere Zeiträume unverändert. Sie können außerdem ohne Rücksicht auf ihre Umgebung beliebig verlegt werden. Abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitungen stellt man mit Wellenwiderständen von 120 und 240 Ω her.

2adrige symmetrische HF-Leitungen sind in der DDR nach *TGL 11576* standardisiert. Die Kurzbezeichnungen der Leitungstypen werden nach den Empfehlungen der *Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC)* gebildet. Sie sind im folgenden Abschnitt erläutert.

5.1.3. Koaxialkabel

Koaxialkabel sind axialsymmetrisch aufgebaut. Bezogen auf die Erde kann man sie deshalb als unsymmetrisch bezeichnen. Koaxialkabel bestehen aus dem Innenleiter, der konzentrisch in ein Dielektrikum eingebettet ist, dem Außenleiter und dem Außenschutzmantel (Bild 5.12.). Der Innenleiter wird vorwiegend durch einen blanken Kupferdraht, seltener durch Kupferlitze gebildet. Das Dielektrikum besteht aus verlustarmen HF-Isolierstoffen (*Polyäthylen*, *Polystyrol* u.a.). Man unterscheidet Volldielektrika (Bild 5.12.a) und luftraumreiche Dielektrika (Bild 5.12.b).

Kabel mit Volldielektrikum haben eine große Konstanz des Aufbaus und damit auch der elektrischen Eigenschaften bei mechanischen Einwirkungen. Die Vollisolation bewirkt hohe Spannungsfestigkeit und bietet einen bestimmten Schutz gegen eindringende Feuchtigkeit.

Kabel mit luftraumreichem Dielektrikum sind besonders dämpfungsarm, müssen aber sorgfältig gegen Feuchtigkeit abgedichtet werden. Besonders gut eignen sich Schaumstoffe auf Kunststoffbasis als Dielektrikum, da sie in sich die Vorzüge der Vollisolation mit denen der luftraumreichen vereinigen. Besonders große Lufträume haben Kabel, bei denen zur Isolation des In-

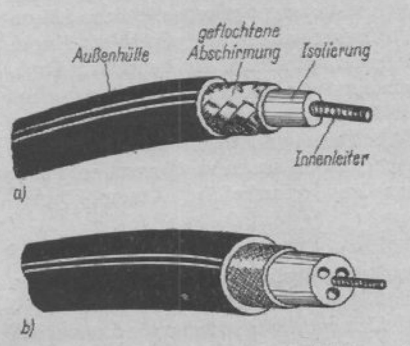


Bild 5.12. Koaxialkabel; a – Kabel mit Vollraumisolation, b – Kabel mit luftraumreichem Dielektrikum



Bild 5.13. Koaxialkabel mit Hohlraumisolation

nenleiters vom Außenleiter eine schraubenförmig um den Innenleiter gewickelte Isolierstoffwendel dient (Bild 5.13.). Sie sind sehr verlustarm, aber auch mechanisch besonders stark gefährdet.

Der Außenleiter wird bei schwachen Koaxialkabeln vorzugsweise als Kupferdrahtumflechtung ausgeführt; dickere Kabel haben oft eine Kupferbandumflechtung. Für Hochleistungskabel kommen gerillte Kupferfolie (Rillenkabel) oder andere Spezialanfertigungen zur Anwendung.

Den Außenschutz eines Koaxialkabels bildet im allgemeinen ein Kunststoffmantel aus *Polyvinylchlorid* (PVC). Er hat die Aufgabe, das Kabel vor eindringender Feuchtigkeit und mechanischer Beschädigung zu schützen. Spezialkabel, z. B. Ausführungen für Erdverlegung, weisen oft noch eine Stahldrahtumflechtung auf, über der sich ein 2. Kunststoffmantel befindet.

Da bei neueren Koaxialkabeln mit Vollraumisolation meist Isolierstoffe benutzt werden, deren ε_r bei 2,3 liegt, genügt es, wenn das Ergebnis aus den Kurven in Bild 5.5. mit $1/\sqrt{2{,}3} \approx 0{,}66$ multipliziert wird. Der Verkürzungsfaktor V gegenüber einer Leitung mit reinem Luftdielektrikum beträgt in diesem Fall 0,66. Bei Kabeln mit luftraumreichem Dielektrikum liegt der Verkürzungsfaktor im allgemeinen zwischen 0,8 und 0,9. Bei älteren Koaxialkabeln findet man oft eine *Calit*-Perlenisolation. *Calit* hat die Dielektrizitätskonstante $\varepsilon_r = 6{,}5$. In diesem Fall muß mit $1/\sqrt{6{,}5} \approx 0{,}39$ multipliziert werden.

In der DDR sind koaxiale HF-Kabel nach *TGL 11575* standardisiert. Es finden noch vorzugsweise Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 60 Ω Verwendung. Zur Anpassung an den internationalen Stand wird in Zukunft der Übergang zu Wellenwiderständen von 50 bzw. 75 Ω erfolgen, da diese der Empfehlung 96-2 der *IEC* entsprechen.

5.1.4. Die Dämpfung von HF-Leitungen

Die Dämpfung einer HF-Leitung ist im Gegensatz zu Wellenwiderstand und Verkürzungsfaktor frequenzabhängig und steigt mit wachsender Frequenz. Sind Leitungen mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen, werden die Verluste ausschließlich durch den Längswiderstand der Leiter und durch den Verlustwinkel des verwendeten Isoliermaterials bestimmt.

Allerdings ist der Längswiderstand der Leiter bei Hochfrequenz infolge des Skin-Effektes (Stromverdrängung zur Leiteroberfläche, Hautwirkung) wesentlich größer als ihr Gleichstromwiderstand. Der frequenzabhängige Längswiderstand läßt sich für die üblichen Leitungsabmessungen mit Kupferleiter durch folgende Näherungsformel errechnen:

$$R = \frac{8{,}4}{d} \cdot \sqrt{f}; \qquad (5.13.)$$

R in Ω/km, f in MHz, d – Durchmesser des Leiters in cm. Der gesamte Längswiderstand ergibt sich durch Addition des Hin- und Rückleiterwiderstandes. Handelt es sich bei den Leitern nicht um glatte Drähte oder Rohre, so erhöht sich bei Litzenleitern der Widerstand um etwa $^1/_4$, während bei den üblichen Geflechten von Koaxialkabelaußenleitern mit dem 2- bis 3fachen Widerstand zu rechnen ist.

Datenblätter der Herstellerwerke geben fast immer die Dämpfung für eine Reihe von Meßfrequenzen an. Die Dämpfungsangabe erfolgt dabei oft in Neper je Kilometer (Np/km). Teilweise hat sich auch die Angabe in Dezibel je 100 Meter (dB/100m) durchgesetzt. In den angelsächsischen Ländern wird häufig mit Dezibel je 100 Fuß (dB/100 ft) gerechnet. Da der Amateur meist nur kurze Leitungslängen benötigt, ist für ihn die Dämpfungskennzeichnung in dB/100 m am günstigsten. Deshalb werden

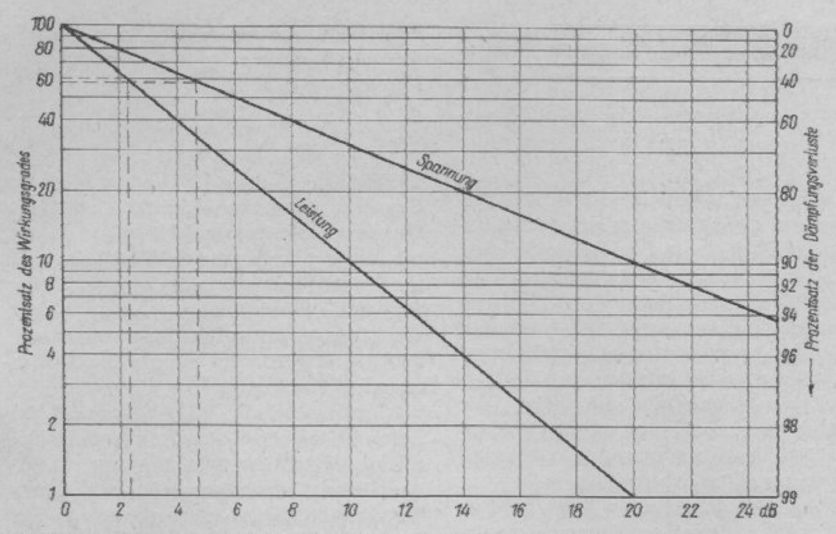


Bild 5.14. Diagramm zur Umrechnung des Spannungs- und Leistungsverlustes

nachstehend in Tabelle 5.2. die Umrechnungsfaktoren für verschiedene Dämpfungsangaben aufgeführt.

Tabelle 5.2. Umrechnungsfaktoren für Dämpfungsangaben

Np · 8,686	= dB
dB · 0,1151	= Np
Np/km · 0,867	= dB/100 m
dB/100 m · 153	= Np/km
Np/km · 0,2645	= dB/100 ft
dB/100 ft · 3,78	= Np/km

Die reinen Dämpfungsverluste auf einer Hochfrequenzleitung können erhebliche Werte erreichen. Besonders wenn größere Leitungslängen eingesetzt werden müssen, ist es ratsam, eine Energiebilanz der Antennenanlage aufzustellen. Das Diagramm (Bild 5.14.) gestattet es, bei bekannter Dämpfung in dB sehr schnell und einfach den Prozentsatz des Wirkungsgrades bzw. der Verluste nach Leistung und Spannung abzulesen. 2 Beispiele sollen die Anwendung dieses Diagramms in der Praxis darstellen.

Beispiel 1

Ein UKW-Sender mit einer HF-Ausgangsleistung von 100 W soll bei einer Sendefrequenz von 145 MHz über ein 25 m langes Koaxialkabel vom Typ *60-7-1* des VEB *Kabelwerk* Vacha die Sendeantenne speisen. Für diesen Kabeltyp wird bei 145 MHz eine Leitungsdämpfung von 10,5 Np/km, entsprechend 9,1 dB/100 m, angegeben. Da nur 25 m Leitungslänge gebraucht werden, beträgt die tatsächliche Leitungsdämpfung nur $^1/_4$ des Wertes, der bei 100 m Länge auftritt, d.h. 9,1 dB : 4 $\approx$ 2,3 dB. Auf der Abszisse des Bildes 5.14. suchen wir nun den Punkt 2,3 dB und gehen von dort aus senkrecht nach oben bis zum Schnittpunkt mit der Leistungsgeraden. Auf der linken Ordinate kann abgelesen werden, daß bei einer Dämpfung von 2,3 dB nur noch 60% der vorhandenen Leistung verfügbar sind, da 40% Dämpfungsverluste (rechte Ordinate) im Koaxialkabel auftreten. Bei einer HF-Leistung von 100 W betragen die Kabelverluste demnach bereits 40 W.

Würde im vorliegenden Fall ein hochwertigeres Kabel eingesetzt, z. B. der Typ *60-10-3*, so wären die Verhältnisse bedeutend günstiger. Bei einer Leitungsdämpfung von rund 1,1 dB beträgt der Wirkungsgrad etwa 78%, und die Leitungsverluste verringern sich in unserem Beispiel auf 22 W.

Beispiel 2
Ein Fernsehempfänger wurde über eine 30 m lange HF-Bandleitung vom früheren Typ *894.0* (VEB *Kabelwerk* Vacha) mit der Fernsehantenne verbunden. Die Antenne ist auf Kanal 8 Band III mit einer Mittenfrequenz von rund 200 MHz abgestimmt. Am Antennenspeisepunkt steht eine Nutzspannung von 500 µV zur Verfügung. Die durch die Bandleitung verursachte Spannungsdämpfung soll festgestellt werden.

Für die HF-Bandleitung vom Typ *894.0* wird bei 200 MHz eine Dämpfung von 18 Np/km = 15,6 dB/100 m angegeben. Bei einer Leitungslänge von 30 m errechnet sich die Dämpfung mit

$$15{,}6 \cdot \frac{30}{100} \approx 4{,}7 \text{ dB}.$$

Vom Punkt 4,7 dB auf der Abszisse geht man senkrecht nach oben bis zum Schnittpunkt mit der Spannungsgeraden und liest auf der linken Ordinate einen Wirkungsgrad von rund 58%, entsprechend einem Spannungsverlust von 42%, ab. Das bedeutet, für den Fernsehempfänger stehen nicht die 500 µV Antennenspannung, sondern nur noch 58%, also 290 µV, zur Verfügung. Der Leitungsverlust beträgt 210 µV. Da es sich um eine alte Leitung handelt, dürften zudem noch große Zusatzverluste durch Kabelalterung auftreten.

Eine hochwertigere Bandleitung, beispielsweise der Typ *240A4-1*, könnte günstigere Verhältnisse schaffen. Für diese Leitung beträgt die Dämpfung bei 200 MHz 6,7 dB/100 m, für 30 m Leitungslänge entsprechend rund 2 dB. Nach Bild 5.14. ergibt sich für 2 dB eine Spannungsdämpfung von nur 20%, d.h., für den Fernsehempfänger würden 400 µV Eingangsspannung zur Verfügung stehen.

Beide Beispiele sind in Bild 5.14. gestrichelt dargestellt. Es ist daraus zu erkennen, daß besonders im UKW-Bereich die Leitungsdämpfung erheblich werden kann. Deshalb sollte man auf möglichst kurze und hochwertige Speiseleitungen achten.

Als Folge oftmals vorhandener Fehlanpassung treten außerdem noch beachtliche Strahlungsverluste auf, die sich zur Leitungsdämpfung addieren. Dadurch wird der Antennenwirkungsgrad noch weiter verschlechtert. Die Verluste durch Fehlanpassung werden in Abschnitt 5.2.2. behandelt.

Tabellen mit den Kenndaten standardisierter HF-Leitungen befinden sich im Anhang.

5.1.5. Hinweise für die Verwendung von HF-Leitungen

Die offene Zweidrahtleitung (»Hühnerleiter«) hat auch heute noch im Amateurfunk ihre Daseinsberechtigung. Im Kurzwellenbereich ist sie unersetzlich, insbesondere dann, wenn *abgestimmte* Speiseleitungen gebraucht werden (s. Abschn. 5.3.2.). Hinsichtlich der Verlustarmut wird sie von keiner Bandleitung übertroffen, vorausgesetzt, man verwendet verlustarme Spreizer. Als Abstandshalter bieten sich die modernen Kunststoffe in großer Vielfalt an. Sie sind leicht, sehr verlustarm und lassen sich gut bearbeiten. Die Länge der Spreizer wählt man zwischen 5 und 15 cm. Mit den üblichen Drahtstärken um 2 mm ergeben sich dabei Wellenwiderstände zwischen etwa 480 und 600 Ω (s. Bild 5.4.). Leitungen mit großen Drahtabständen sind wegen des langen Isolationsweges besonders verlustarm. Bei hohen Frequenzen jedoch (z. B. 28 MHz) besteht die Gefahr, daß »breite« Leitungen selbst etwas strahlen. Es kommt zu Strahlungsverlusten und möglicherweise zu BCI und TVI (Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfangs). Spreizerlängen von etwa 10 cm sind für alle Kurzwellenamateurbänder gut brauchbar. Mit der Anzahl der Abstandsspreizer soll nicht gespart

werden, damit die Leitung auch bei Wind noch genügend starr bleibt.

Bei der Leitungsführung einer »Hühnerleiter« sind plötzliche Richtungsänderungen zu vermeiden. Es ist besonders darauf zu achten, daß die Leitung nicht parallel zu anderen Leitern verläuft. Läßt sich eine Annäherung an Regenrinnen, Fallrohre und sonstige größere Metallteile nicht umgehen, dann soll ein Abstand von mindestens 3mal Leitungsbreite gehalten werden.

Eine wenig bekannte, aber nahezu ideale Paralleldrahtleitung ist die Vierleiter-Speiseleitung. Sie besteht aus 4 parallel geführten Einzeldrähten, die an der Peripherie einer Kreisscheibe in gleichmäßigem Abstand oder an den 4 Ecken eines Quadrates gehaltert sind. Die Plastscheiben (es können auch kreuzförmige Spreizer sein) haben die gleiche Aufgabe wie die Spreizer bei einer »Hühnerleiter«, sie müssen lediglich 4 Drähte in Reusenform auf gleiche Abstände bringen.

Am Anfang und am Ende dieser Leitung werden jeweils die beiden sich gegenüberstehenden Einzeldrähte miteinander verbunden (a_1 mit a_2 und b_1 mit b_2, Bild 5.15.). Damit ist die elektrische Funktion einer symmetrischen Zweidrahtleitung gegeben. Auch in diesem Fall wählt man Scheibendurchmesser bzw. Leiterabstände zwischen

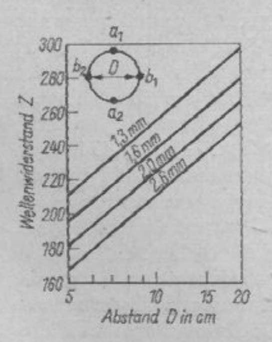


Bild 5.15. Der Wellenwiderstand Z von Vierleiterspeiseleitungen in Abhängigkeit vom Diagonalabstand D für verschiedene Leiterdurchmesser (Parameter)

5 und 15 cm. Vierdrahtleitungen dieser Art haben einen kleineren Wellenwiderstand als einfache Zweidrahtleitungen bei gleichen Leiterabständen (Z etwa zwischen 180 und 280 Ω).

Eine solche Leitung hat eine ausgezeichnete Symmetrie und eine geringe Verluststrahlung. Darüber hinaus ist sie nicht so umgebungsempfindlich wie eine vergleichbare Zweidrahtleitung. Aus Bild 5.15. läßt sich der zu erwartende Wellenwiderstand von Vierdrahtleitungen für verschiedene Einzeldrahtdurchmesser in Abhängigkeit vom diagonalen Abstand D der Drähte ersehen.

Handelsübliche UKW-Bandleitungen sollte der Funkamateur wegen der vorhandenen Nachteile nur in Ausnahmefällen verwenden, z.B. beim Portableeinsatz.

Das Koaxialkabel ist für den Funkamateur die beste, wenn auch kostspieligste Speiseleitung. Auf die elektrischen Vorzüge des Koaxialkabels wurde bereits eingegangen. Es läßt sich wie ein Netzkabel installieren, bei unbeschädigtem Außenschutzmantel darf es auch im Erdboden verlegt werden. Scharfe Knicke sollte man vermeiden, da sich hierbei der Innenleiter verlagern kann, Kabel, deren Innenleiter aus Kupferlitze besteht, sind besonders flexibel, aber nicht so verlustarm wie solche mit Runddrahtinnenleiter. Eingedrungene Feuchtigkeit ist aus einem Koaxialkabel nicht mehr zu entfernen, es wird unbrauchbar.

5.1.6. Die Kennzeichnung von HF-Leitungen

Die Kurzbezeichnung des Leitungstyps wird nach *IEC-Publikation 78* gebildet. In dieser neuen Kurzbezeichnung gibt die 1. Ziffer den Wellenwiderstand in Ω an.

Bei Koaxialkabeln kennzeichnet die auf den Bindestrich folgende 2. Ziffer den Durchmesser des Dielektrikums, auf ganze Millimeter gerundet. Die 3. Ziffer ist eine Zählnummer nach *IEC*-Empfehlung 96-2.

Beispiel
Kabeltyp *60-10-3*

Es bedeuten:

60 – Wellenwiderstand 60 Ω;
10 – Durchmesser des Dielektrikums 10 mm;
3 – Zählnummer nach *IEC*.

Hat das Koaxialkabel einen Außenschutz, der von der Normalausführung mit einfachem PVC-Mantel abweicht, so erfolgt die Kennzeichnung durch einen Punkt hinter der Zählnummer.

.0 – Ausführung ohne Schutzhülle
.3 – Ausführung mit Plastschutzhülle und Bewehrung
.4 – Ausführung mit Plastschutzhülle, Bewehrung und äußerer Plastschutzhülle
.40 – Ausführung mit Plastschutzhülle, Schirm und äußerer Plastschutzhülle

Bei symmetrischen HF-Leitungen folgt nach der Angabe des Wellenwiderstandes (1. Ziffer) ein Buchstabe zur Unterscheidung der Querschnittsform.

Es bedeuten:

A – ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit dünnem dielektrischem Verbindungssteg zwischen den beiden isolierten Leitern;
B – ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit gleichbleibender Dicke des Dielektrikums, in das beide Leiter eingebettet sind;
C – ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit schlauchförmigem Dielektrikum;
D – geschirmte symmetrische HF-Leitung.

Auf den Buchstaben zur Kennzeichnung des Querschnitts folgt bei ungeschirmten symmetrischen HF-Leitungen eine Ziffer, die den Abstand der beiden Leiter angibt, während bei geschirmten symmetrischen HF-Leitungen wie bei koaxialen Kabeln der Durchmesser des Dielektrikums genannt wird.

Es folgen schließlich Zählnummer und Kennziffer des Außenschutzes wie bei koaxialen HF-Kabeln.

Beispiel
HF-Leitung *300A7-1*
Es bedeuten:

300 – Wellenwiderstand 300 Ω;
A – ungeschirmte symmetrische HF-Leitung mit dünnem dielektrischem Verbindungssteg zwischen den beiden isolierten Leitern;
7 – Leiterabstand etwa 7 mm;
1 – Zählnummer nach *IEC*.

5.1.7. Die Eindrahtwellenleitung (*Goubau*-Leitung)

Zur verlustarmen Übertragung von Hochfrequenz über größere Strecken wird teilweise eine Eindrahtwellenleitung verwendet. Sie ist nach ihrem Erfinder, dem aus Deutschland stammenden Physiker *Dr. Georg Goubau*, als *Goubau*-Leitung bekannt geworden.

Die Oberflächenwellenleitung stellt ein verblüffend einfaches Gebilde dar. Sie besteht lediglich aus einem metallischen Leiter, der von einer mehr oder weniger dicken Schicht eines Dielektrikums umgeben ist (Bild 5.16.).

Das den Leiter umgebende Isoliermaterial bewirkt eine Konzentration des elektromagnetischen Feldes um den Leiter. Bekanntlich ist die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Hochfrequenzwellen in einem Isolierstoffdielektrikum kleiner als in der umgebenden Luft. Deshalb kann man sich die Wirkung des den Leiter umgebenden

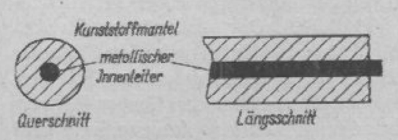


Bild 5.16. Der Aufbau des Leitermaterials einer *Goubau*-Leitung

Isolierstoffmantels so vorstellen, daß er das elektromagnetische Feld in seiner Nähe festhält. Im Dielektrikum des Kunststoffmantels pflanzt sich nur ein sehr geringer Anteil der Feldenergie fort; der weitaus größte Teil strömt im Luftraum, der die Leitung umgibt. Je nach Leiterausführung (Durchmesser des metallischen Innenleiters sowie Art und Durchmesser des umgebenden Kunststoffdielektrikums) wird von der Feldenergie ein zylindrischer Luftraum um den Leiter durchsetzt, der etwa 2 bis 3 Wellenlängen im Radius umfaßt. Die die Leitung umgebende Feldstärke nimmt jedoch nach außen hin sehr schnell ab, etwa 90% der übertragenen Energie strömt in einem Luftraum mit $0{,}7\lambda$ Radius um den Leiter. Die Fortleitung der Energie im umgebenden Luftraum erfolgt praktisch strahlungsfrei, deshalb wird mit der *Goubau*-Leitung eine außerordentlich geringe Dämpfung erzielt. Voraussetzung für eine solche dämpfungsarme Wellenleitung ist natürlich, daß der die *Goubau*-Leitung umgebende Luftraum frei von metallischen und größeren dielektrischen Gegenständen gehalten wird. Den Durchmesser des Luftraumes, in dem mehr als 90% der Gesamtenergie übertragen werden, nennt man *Grenzdurchmesser*.

Die *Goubau*-Leitung sollte möglichst geradlinig verlegt werden. Richtungsänderungen bis zu einem Knickwinkel von 20° sind zulässig. Die Oberflächenwellenleitung wird zweckmäßig an Holzmasten mit Querausleger nach Bild 5.17. aufgehängt. Durch V-förmig angeordnete Kunststoffschnüre hält man die Leitung in angemessenem Abstand vom Träger.

Die *Goubau*-Leitung stellt ein unsymmetrisches System dar, es liegt deshalb nahe, die Ankopplung an die Energiequelle über ein kurzes Stück Koaxialkabel vorzunehmen. Das erfolgt durch einen Metalltrichter (Bild 5.18.). Der Außenleiter des Koaxialkabels wird dabei mit dem Trichter verlötet, der Innenleiter ist im Trichtergrund mit dem Leiter der *Goubau*-Leitung verbunden. Die Ankopplungsverluste sind gering, wenn die Trichterabmessungen nicht zu klein gewählt werden. Besonders

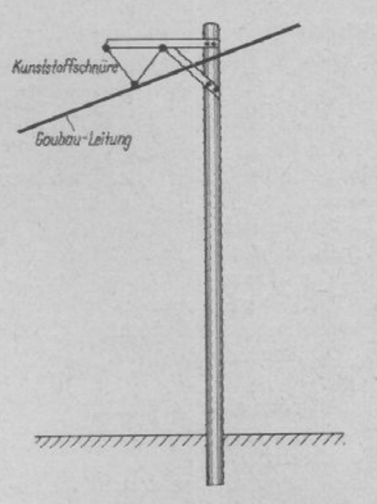


Bild 5.17. Die zweckmäßige Befestigung der *Goubau*-Leitung

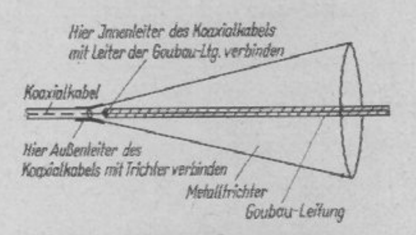
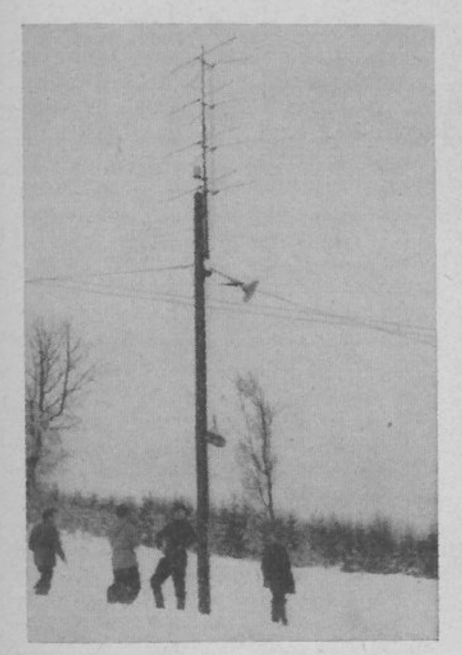


Bild 5.18. Der Übergang vom Koaxialkabel zu einer *Goubau*-Leitung

günstige Ergebnisse wurden bei einer Trichterlänge von 1λ und einem Durchmesser von etwa $\lambda/2$ erzielt.

Gut bewährt haben sich Exponentialtrichter, mit denen etwas geringere Ankopplungsverluste als mit einem normalen Trichter erzielt werden können. Die Exponentialform gewährleistet einen stoßstellenarmen Übergang vom Koaxialkabel auf die *Goubau*-Leitung. Bild 5.19. zeigt die praktische Ausführung einer *Goubau*-Leitung mit Exponentialtrichtern. Diese Anlage dient der Fernsehversorgung eines Dorfes in einem ungünstig gelegenen Gebirgstal. Die Empfangsantenne befindet sich dabei auf einem



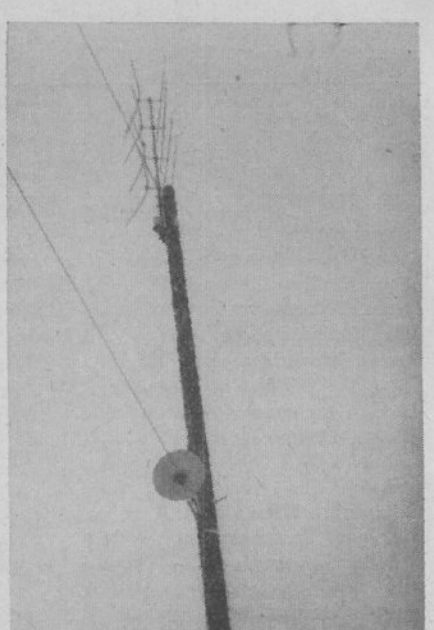




Bild 5.19.
Die praktische Ausführung einer *Goubau*-Leitung mit Exponentialtrichtern

Berg, das aufgenommene Fernsehsignal wird in einem Antennenmastverstärker noch entsprechend angehoben und dann auf der *Goubau*-Leitung den einzelnen Fernsehteilnehmern zugeführt. Die Abnahme des Signals kann sehr einfach durch einen an die *Goubau*-Leitung angekoppelten Dipol erfolgen.

Aufschlußreich ist ein Vergleich der Dämpfungswerte von *Goubau*-Leitungen und handelsüblichen Koaxialkabeln sowie symmetrischen Leitungen mit Kunststoff-

Tabelle 5.3. Dämpfungswerte verschiedener Energieleitungen

Art der Leitung	Dämpfung in Np/km bei 200 MHz
Goubau-Leitungen	
25 mm Durchmesser des Außenmantels	0,25
10 mm Durchmesser des Außenmantels	0,60
8 mm Durchmesser des Außenmantels	0,70
5 mm Durchmesser des Außenmantels	0,92
Koaxialkabel	
hochwertiges Koaxialkabel, 22 mm Durchmesser des Außenmantels mit Hohlraumisolation	4,30
gutes Koaxialkabel mit Vollisolation	9 ··· 15
HF-Bandleitungen (UKW-Bandleitungen), abgeschirmte, symmetrische Leitungen	9 ··· 30

dielektrikum. Aus Tabelle 5.3. kann man die minimalen Verluste von *Goubau*-Leitungen erkennen. Vom VEB *Kabelwerk* Vacha werden 2 Typen von Drahtwellenleitern hergestellt. Sie dienen vorwiegend zur Verbindung von weit abgesetzten Fernsehempfangsantennen mit Empfängergemeinschaften in Orten mit ungünstigen Empfangsbedingungen. Der Typ *2/5-9109.0* wird in Gegenden mit normalen klimatischen Verhältnissen eingesetzt; in Höhenlagen, wo mit Eisbehang und starker Rauhreifbildung zu rechnen ist, sollte der Typ *4/10-9111.0* bevorzugt werden.

Die Kenndaten dieser Drahtwellenleiter sind in Tabelle 5.4. enthalten.

Die angegebene Dämpfung gilt nur für den Drahtwellenleiter ohne Berücksichtigung der Ankopplungstrichter. Bei Feuchtigkeit bzw. bei Eis- und Rauhreifbelag liegt die Dämpfung höher. Als Öffnungsdurchmesser der kegelförmigen Ankopplungstrichter werden vom Herstellerwerk mindestens 68% des Grenzdurchmessers empfohlen. Zur Zeit sind schon zahlreiche *Goubau*-Leitungen bis zu 20 km Länge in Betrieb. Sie dienen hauptsächlich in abgelegenen Gebirgsgegenden als Fernsehzubringer.

Tabelle 5.4. Drahtwellenleiter des VEB Kabelwerk Vacha

Drahtwellenleiter	Typ 2/5-9109.0	Typ 4/10-9111.0
Leiter	Cu-Runddraht 2 mm Durchmesser	Cu-Runddraht 4 mm Durchmesser
Dielektrikum	Polyäthylen 5 mm Durchmesser	Polyäthylen 10 mm Durchmesser
mittlere Dämpfung bei:		
150 MHz	0,77 Np/km	0,50 Np/km
200 MHz	0,95 Np/km	0,63 Np/km
250 MHz	1,10 Np/km	0,76 Np/km
500 MHz	2,00 Np/km	1,40 Np/km
Grenzdurchmesser bei:		
150 MHz	2,3 m	2,1 m
200 MHz	1,6 m	1,5 m
250 MHz	1,3 m	1,2 m
500 MHz	0,6 m	0,56 m

Besonders vorteilhaft wirkt sich die *Goubau*-Leitung auch aus als Energieleitung zwischen UKW-Sendern und den dazugehörigen, auf hohen Masten befindlichen Sendeantennen. Es ist vorauszusehen, daß die Oberflächenwellenleitung im Dezimeterwellenbereich (z.B. Band IV und Band V) besondere Bedeutung erlangen wird. Aber auch der UKW- und Fernsehamateur kann sie in vielen Fällen mit Vorteil benutzen. Es ist z.B. in schwierigen Tallagen mit verhältnismäßig geringen Kosten möglich, die Antenne auf einer empfangsgünstigen Höhe zu montieren und eine mehrere hundert Meter lange *Goubau*-Leitung als verlustarmen Energiezubringer einzusetzen (Bild 5.20.).

Weiterhin wird die Eindrahtwellenleitung heute bereits als verlustarme Speiseleitung für UKW- und Fernsehsender in den Bändern II, III und IV verwendet. Äußerst interessant ist der Einsatz einer *Goubau*-Leitung als künstliche Antenne. Wird eine mindestens 20 Wellenlängen lange Drahtwellenleitung allmählich einem stark verlustbehafteten Dielektrikum genähert, so findet eine nahezu vollständige Absorption der Oberflächenwelle statt. Solche stark verlustbehafteten Dielektrika sind z.B. Beton, Mauerwerk, Schotter, Kies, Lehm oder Humus.

Zu bemerken ist noch, daß der Isolierstoffmantel von *Goubau*-Leitungen im allgemeinen aus einem Kunststoff auf *Polyäthylen*-Basis besteht. Dabei verhält sich der Durchmesser des metallischen Leiters zum Außendurchmesser des Isolierstoffmantels etwa 1 : 2,5. Da *Polyäthylen* unter dem Einfluß der Sonnenbestrahlung nach längerer Zeit verwittert, pigmentiert man dieses Material häufig mit Ruß und schafft damit einen wirksamen Schutz gegen Verwitterung. Durch diese Maßnahme werden allerdings die dielektrischen Eigenschaften des *Polyäthylens* verschlechtert, und die Leitungsdämpfung steigt an. Deshalb versieht man neuerdings nur die äußerste Schicht des *Polyäthylen*-Mantels mit einer Rußbeimengung und erzielt dadurch eine gegen Verwitterung sehr beständige Drahtwellenleitung, ohne dabei mit einer merkbaren Dämpfung rechnen zu müssen. Für orientierende Versuche kann der Amateur einfache, kunststoffisolierte Kupferdrähte verwenden. Diese behelfsmäßigen *Goubau*-Leitungen haben jedoch ein ziemlich ausgedehntes Streufeld und eine größere Dämpfung.

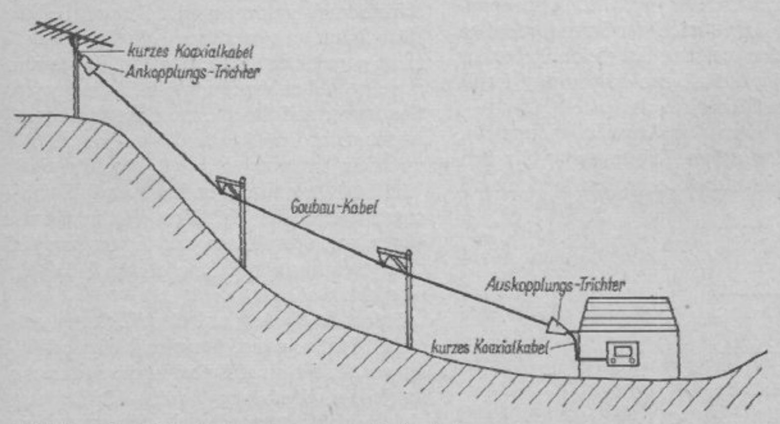


Bild 5.20. Beispiel für die Anordnung einer *Goubau*-Leitung

5.2. Die physikalischen Eigenschaften von HF-Leitungen

Größtmögliche Leistung wird nur dann übertragen, wenn der Scheinwiderstand des Generators R_i (z.B. Sender-Endstufe) an den Scheinwiderstand des Verbrauchers R_a (z.B. Antenne) angepaßt ist. Die der Energieübertragung dienende Speiseleitung muß ebenfalls der Anpassungsbedingung genügen. Ihr Wellenwiderstand Z muß gleich R_i und gleich R_a sein;

$$R_i = Z = R_a. \qquad (5.14.)$$

In diesem Fall der *Anpassung* sind die Übertragungsverluste auf die Kupferverluste der Leitung und deren dielektrische Verluste beschränkt.

5.2.1. Die Spannungsverteilung entlang einer Zweidrahtleitung

Ist eine Zweidrahtleitung an ihrem Ende mit einem Lastwiderstand R_a abgeschlossen, der dem Leitungsscheinwiderstand Z entspricht, so wird die zum Abschlußwiderstand hinlaufende Leistung in diesem restlos verbraucht. Dabei verteilt sich die Spannung (und damit auch der Strom) an allen Punkten der Leitung in gleichbleibender Größe. Dieser Fall der Anpassung ist in Bild 5.21. zeichnerisch dargestellt.

Entfernt man den Abschlußwiderstand, so stellt das offene Leitungsende für den Strom einen unendlich großen Widerstand

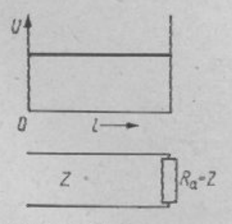


Bild 5.21. Die Spannungsverteilung auf einer HF-Leitung bei Anpassung ($R_a = Z$)

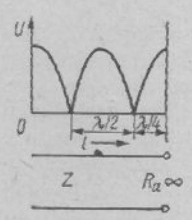


Bild 5.22. Die Spannungsverteilung auf einer am Ende offenen HF-Leitung (Leerlauf, R_a ∞)

dar (R_a ∞). Die vom Sender zum Leitungsende hinlaufende Welle findet dort keinen Verbraucher vor und wird deshalb wieder vollständig zu ihrem Ausgangspunkt reflektiert (Bild 5.22.). Somit entsteht auf der Leitung eine hinlaufende und eine rücklaufende Welle. Wegen der endlichen Laufzeit überlagern sich hinlaufende und rücklaufende Wellen. Dadurch entstehen über die Länge l der Speiseleitung verteilt Spannungsmaxima und Spannungsminima, wobei am offenen Leitungsende immer ein Spannungsmaximum vorhanden ist, wie auch Bild 5.22. zeigt. Für die Verteilung des Stromes gelten die gleichen Überlegungen. Am offenen Leitungsende kann kein Strom mehr fließen, dort ist deshalb ein Stromminimum (bzw. Stromnull). Demnach steht dem Spannungsmaximum ein Stromminimum gegenüber und umgekehrt. Da es sich um eine Wellenbewegung handelt, sagt man, Spannung und Strom sind um 90° phasenverschoben. Im Abstand von jeweils $\lambda/4$ wechseln entsprechend dem sinusförmigen Verlauf Spannungsmaxima und Strommaxima einander ab. Diese Welligkeit der Verteilung von Strom und Spannung auf einer Leitung nennt man *stehende Wellen* oder *Stehwellen*.

Stehende Wellen auf einer Leitung entstehen immer dann, wenn reflektierte Wellen vorhanden sind. Dabei ist die Spannung an jedem gegebenen Punkt der Leitung gleich der Vektorsumme der Spannung aus hinlaufender und rücklaufender Welle. Die Vektorendarstellung stützt sich auf den zeitlichen Verlauf der Fortpflanzung elek-

tromagnetischer Wellen (s. Bild 1.1.). Entsprechend den jeweils bestehenden laufzeitabhängigen Phasenverhältnissen von hinlaufenden und reflektierten Wellen bildet sich die Strom- und Spannungsverteilung stehender Wellen aus. Dabei ist der Scheinwiderstand an jedem Punkt der Speiseleitung gleich dem Verhältnis aus Spannung und Strom.

Die Welligkeit einer Leitung wird durch das *Stehwellenverhältnis (SWV)* bzw. den *Welligkeitsfaktor s* ausgedrückt. Es ist das Verhältnis der größten Spannung auf einer Leitung zu deren kleinster Spannung

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}}; \qquad (5.15.)$$

s immer $\geqq 1$.

Im Fall der Anpassung ist nur eine hinlaufende Welle auf der Leitung vorhanden, denn es findet keine Reflexion am Abschlußwiderstand R_a statt. Deshalb gibt es auch keine Welligkeit, und der Welligkeitsfaktor beträgt $s = 1$.

Den Kehrwert des Welligkeitsfaktors s stellt der *Anpassungsfaktor m* dar

$$m = \frac{U_{min}}{U_{max}}; \qquad (5.16.)$$

m immer $\leqq 1$.

Es ergibt sich außerdem der einfache Zusammenhang $m = \frac{1}{s}$ und $s = \frac{1}{m}$.

Auf einer am Ende kurzgeschlossenen Leitung verschieben sich die Spannungsmaxima und Spannungsnullstellen auf der Leitung lediglich um $\lambda/4$ gegenüber einer offenen Leitung, denn an einem Kurzschluß ($R_a = 0$) kann sich keine Spannung aufbauen (Bild 5.23.).

Leerlauf und Kurzschluß sind die beiden Extremfälle des Leitungsabschlusses. Sie lassen sich daran erkennen, daß im Abstand von jeweils $\lambda/2$ die Spannungsverteilung auf der Leitung ausgesprochene Nullstellen aufweist.

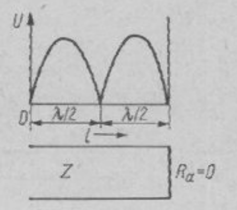


Bild 5.23. Die Spannungsverteilung auf einer am Ende kurzgeschlossenen HF-Leitung (Kurzschluß, $R_a = 0$)

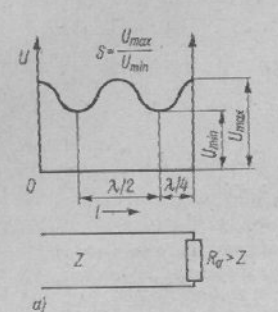
Es soll nun untersucht werden, welchen Verlauf die Spannung nimmt, wenn der Abschlußwiderstand R_a weder Null (Kurzschluß) noch unendlich (Leerlauf) ist. In Bild 5.24.a wird der Spannungsverlauf für den Fall dargestellt, daß der Abschlußwiderstand R_a größer als der Wellenwiderstand Z der Leitung ist. Nun findet keine vollkommene Reflexion mehr statt, denn ein mehr oder weniger großer Energieanteil wird im Lastwiderstand verbraucht. Nur die »überschüssigen« Anteile, die R_a wegen der vorhandenen Fehlanpassung ($R_a > Z$) nicht mehr verbrauchen kann, werden zum Eingang reflektiert und verursachen stehende Wellen. Das Verhältnis des Spannungsmaximums zum Spannungsminimum – die Welligkeit – ist aber viel geringer als im Kurzschluß oder im Leerlauf, und es sind keine Spannungsnullstellen vorhanden.

Für den Fall $R_a < Z$ gilt Bild 5.24.b. Man erkennt, daß am Leitungsende ein Spannungsminimum auftritt, während entsprechend Bild 5.24.a ein Spannungsmaximum besteht ($R_a > Z$). Wie groß der reflektierte Anteil ist, gibt der *Reflexionsfaktor r* an. Er ergibt sich aus

$$r = \frac{\frac{R_a}{Z} - 1}{\frac{R_a}{Z} + 1} \qquad (5.17.)$$

oder

$$r = \frac{R_a - Z}{R_a + Z}; \qquad (5.18.)$$



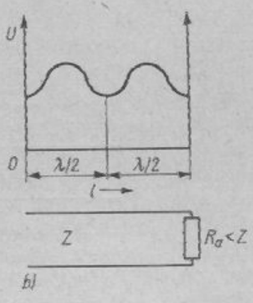


Bild 5.24.
Die Spannungsverteilung auf einer Leitung bei Fehlanpassung am Leitungsende; a – $R_a > Z$, b – $R_a < Z$

Z – Wellenwiderstand der Leitung, R_a – Abschlußwiderstand der Leitung. Handelt es sich um einen rein ohmischen Abschlußwiderstand R_a (der also keine Blindanteile hat), dann ist auch r nicht komplex. Man erhält ein positives Ergebnis aus der Berechnungsgleichung, wenn $R_a > Z$, und es wird negativ bei $R_a < Z$.

Beispiel
Eine Speiseleitung mit dem Wellenwiderstand $Z = 240\,\Omega$ ist durch eine Sendeantenne mit dem reellen Fußpunktwiderstand R_a von $480\,\Omega$ abgeschlossen. Der Reflexionsfaktor r errechnet sich aus Gl. (5.17.) mit

$$r = \frac{\frac{480}{240} - 1}{\frac{480}{240} + 1} = \frac{2-1}{2+1} = \frac{1}{3} \quad \text{oder}$$

$$\approx +0{,}33.$$

Die Amplitude der reflektierten Welle beträgt demnach $^1/_3$ oder 0,33 von der der hinlaufenden Welle und hat gleiche Polarität (Vorzeichen +, $R_a > Z$).

Würde der Abschlußwiderstand R_a bei gleicher Speiseleitung nur $60\,\Omega$ betragen, wäre der Reflexionsfaktor

$$r = \frac{\frac{60}{240} - 1}{\frac{60}{240} + 1} = \frac{0{,}25 - 1}{0{,}25 + 1} = \frac{-0{,}25}{1{,}25}$$

$$= \frac{-1}{5} \quad \text{oder } -0{,}2.$$

In diesem Fall hat die rücklaufende Welle $^1/_5$ oder 0,2 der Amplitude der vorlaufenden Welle. Das Vorzeichen ist negativ. Deshalb tritt entgegengesetzte Polarität auf.

Schließlich könnte man noch den Anpassungsfall $R_a = Z = 240\,\Omega$ untersuchen.

$$r = \frac{\frac{240}{240} - 1}{\frac{240}{240} + 1} = \frac{1-1}{1+1} = \frac{0}{2} = 0$$

Der Reflexionsfaktor 0 zeigt an, daß keine reflektierte Welle und damit auch keine Welligkeit auftritt.

Zwischen den dimensionslosen Faktoren m, r und s bestehen noch folgende Beziehungen, aus denen man die Zusammenhänge erkennen kann:

$$s = \frac{1+r}{1-r} \tag{5.19.}$$

sowie

$$m = \frac{1-r}{1+r}. \tag{5.20.}$$

und

$$r = \frac{1-m}{1+m}. \tag{5.21.}$$

Wenn $R_a < Z$ ist, ergibt sich

$$s = \frac{Z}{R_a} \tag{5.22.}$$

und

$$m = \frac{R_a}{Z}. \tag{5.23.}$$

Ist dagegen $R_a > Z$, wird

$$s = \frac{R_a}{Z} \tag{5.24.}$$

und

$$m = \frac{Z}{R_a}. \tag{5.25.}$$

Wird die Leitung mit einem reinen Blindwiderstand abgeschlossen, wie ihn eine Kapazität oder eine Induktivität darstellt, dann herrscht die gleiche Spannungsverteilung wie bei Leerlauf oder Kurzschluß, denn der Blindwiderstand nimmt keine Leistung auf, er reflektiert sie. Es verschiebt sich lediglich die Spannungskurve so weit entlang der Leitung, daß am Leitungsende die Spannung dem am Kondensator oder der Spule auftretenden Spannungsabfall entspricht.

Neben dem Wirkwiderstand sind beim Generator und beim Verbraucher oft auch noch Blindanteile vorhanden. Blindwiderstände werden mit dem Symbol X gekennzeichnet, sie können ein positives Vorzeichen (induktiver Blindwiderstand, auch X_L) oder ein negatives Vorzeichen (kapazitiver Blindwiderstand, auch X_C) haben. Blindwiderstände verhindern die Anpassung, weil sie Reflexionen hervorrufen und setzen damit den Wirkungsgrad der Leistungsübertragung herab. Blindanteile an der Sender-Endstufe lassen sich durch entsprechende Abstimmungsmaßnahmen beseitigen. Blindkomponenten des Fußpunktwiderstandes einer Antenne treten auf, wenn sich die Antenne nicht in Resonanz mit der sie erregenden Frequenz befindet. In diesem Falle muß entweder die Antenne durch Längenveränderung zur Resonanz gebracht werden, oder man kompensiert eine vorhandene kapazitive Reaktanz durch eine Induktivität und umgekehrt. Erst wenn die Blindanteile beseitigt oder kompensiert sind, ist eine vollkommene Anpassung möglich.

5.2.2. Zusätzliche Leistungsverluste durch stehende Wellen und unbeabsichtigte Strahlung

Mit dem Grad der Welligkeit steigen die Leistungsverluste einer Speiseleitung. Sie addieren sich zu der unter Abschnitt 5.1.4. behandelten Dämpfung von HF-Leitungen. Die durch Fehlanpassung verursachten Zusatzverluste in Dezibel können aus dem Welligkeitsfaktor s abgeleitet werden, siehe Gl. (5.15.). Zusatzverlust durch Welligkeit

$$\text{in dB} = 10 \lg \frac{(1 + s)^2}{4s}. \tag{5.26.}$$

Allerdings sind bei geringer Fehlanpassung die Zusatzverluste so klein, daß man sie in den meisten praktischen Fällen vernachlässigen kann. Das zeigt auch das Diagramm (Bild 5.25.), aus dem bei einer Welligkeit s von 1,5 ein Wirkungsgrad η der Leistungsübertragung von etwa 0,95 entnommen werden kann.

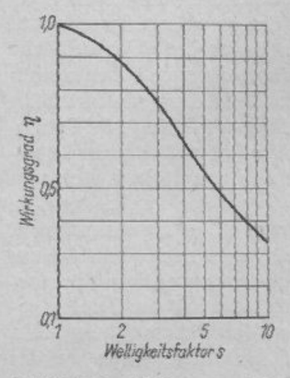


Bild 5.25. Der Wirkungsgrad der Leistungsübertragung in Abhängigkeit von der Fehlanpassung zwischen Generator und Verbraucher

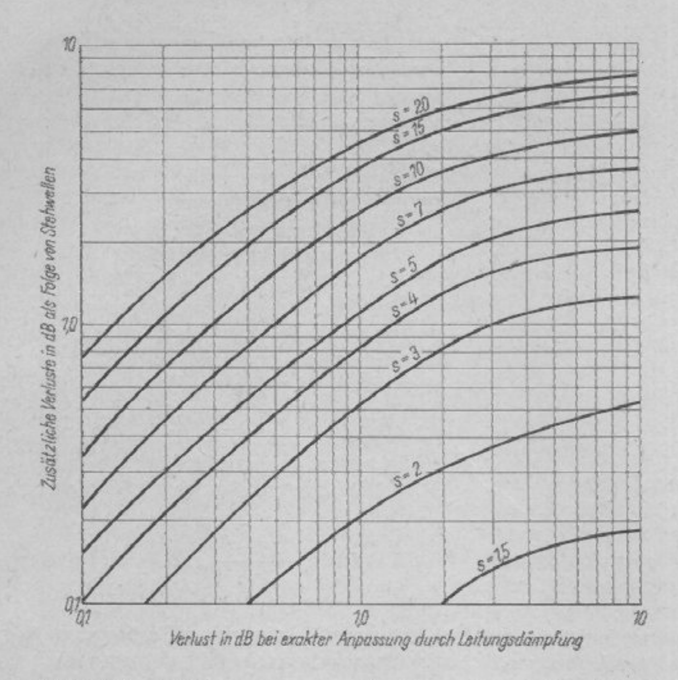


Bild 5.26. Durch Fehlanpassung verursachte Zusatzverluste auf einer HF-Leitung

Nach Bild 5.26. lassen sich die Gesamtverluste in dB ermitteln, die auf einer fehlangepaßten Speiseleitung entstehen. Dazu wird zunächst der reine Leitungsverlust in dB festgestellt. Es ist die unvermeidliche Leitungsdämpfung, die auch bei einer vollkommen angepaßten Leitung auftritt. Man ersieht diese frequenzabhängigen Dämpfungswerte aus den Datenblättern der Kabelhersteller. Auf der waagrechten Achse in Bild 5.26. sucht man den Punkt, der dem Dämpfungswert in dB entspricht und geht von dort aus senkrecht nach oben bis zum Schnittpunkt mit der Kurve, die mit der vorhandenen Welligkeit s auf der Leitung gekennzeichnet ist. Von diesem Schnittpunkt aus waagrecht nach links kann an der senkrechten Achse der durch Fehlanpassung zusätzlich verursachte Verlust in dB abgelesen werden.

Beispiel

Eine Sendeantenne wird über ein 20 m langes Koaxialkabel gespeist. Für das Speisekabel ist bei einer gegebenen Frequenz eine Dämpfung von 10 Np/km angegeben. Es liegt Fehlanpassung mit dem Welligkeitsfaktor $s = 3$ vor. Wie groß sind die Gesamtverluste in dB?

Bei 20 m Leitungslänge beträgt die Kabeldämpfung

$$10 \cdot \frac{20}{1000} = 0{,}2 \text{ Np}$$

$$(1 \text{ Np} = 8{,}686 \text{ dB})$$

$$0{,}2 \text{ Np} = 8{,}686 \cdot 0{,}2 = 1{,}75 \text{ dB}.$$

Die reinen Kabelverluste, die bei exakter Anpassung auftreten, betragen 1,75 dB.

Aus den Kurven in Bild 5.26. ist nun zu ersehen, daß bei einer Leitungsdämpfung von 1,75 dB (waagrechte Achse) und einem Welligkeitsfaktor s von 3 mit einem zusätzlichen, durch Stehwellen verursachten Verlust von 0,75 dB (senkrechte Achse) gerechnet werden muß.

Die auftretenden Gesamtverluste betragen demnach 1,75 dB + 0,75 dB = 2,5 dB.

Aus Bild 5.25. ist weiterhin ersichtlich, daß bei einer Gesamtdämpfung von 2,5 dB der Wirkungsgrad der von der Antenne abstrahlbaren Leistung nur noch rund 55% beträgt.

Zweidrahtleitungen, die Hochfrequenz übertragen, neigen dazu, selbst als Antenne zu wirken. Die von ihnen in ihre Umgebung abgegebene Strahlung trägt im allgemeinen nichts zur Fernwirkung bei; im Gegenteil, denn wenn sich das Feld einer strahlenden Speiseleitung mit dem der Sendeantenne kreuzt, werden unerwünschte Richtwirkungen und Verluste verursacht. Wie bereits erwähnt, können strahlende Speiseleitungen außerdem auch die unbeliebten Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfangs hervorrufen.

Die unerwünschte Ausstrahlung von Speiseleitungen hängt einerseits vom Grad der Fehlanpassung auf der Leitung ab, sie vergrößert sich mit zunehmender Welligkeit. Andererseits ist auch eine vollkommen angepaßte Speiseleitung nicht völlig strahlungsfrei.

Eine Zweidrahtleitung ist erdsymmetrisch, beide Einzelleiter haben gleichen Querschnitt und gleiche Erdverhältnisse. Deshalb sind auch die in beiden Leitern fließenden Ströme gleich groß, aber entgegengesetzt gerichtet. In gleicher Weise sind auch die von ihnen verursachten magnetischen Felder einander gegenläufig. Sie würden sich aufheben, wenn beide Leiter räumlich zusammenfielen, was sich aber praktisch nicht verwirklichen läßt. Wegen des immer vorhandenen räumlichen Abstandes der beiden Leiter ist die Auslöschung nicht vollkommen. Die Verluststrahlung einer Zweidrahtleitung wächst direkt mit dem Quadrat des Leiterabstandes und der Betriebsfrequenz. Das bedeutet, daß der Leiterabstand mit steigender Frequenz geringer werden soll.

Praktische Hinweise für den Selbstbau und die zweckmäßige Leitungsführung von Paralleldrahtleitungen unter Berücksichtigung der Strahlungsverluste wurden bereits in Abschnitt 5.1.5. gegeben.

Günstig bezüglich der Strahlungsverluste sind Koaxialkabel, bei denen auf Grund ihres axialsymmetrischen Aufbaus eine Strahlung nach außen kaum vorhanden ist. Allerdings können auch in diesem Fall sogenannte *Mantelwellen* auftreten. Das sind Ausgleichsströme, die sich auf dem Kabelaußenleiter bilden, wodurch der Kabelmantel selbst strahlt. Mantelwellen entstehen durch Unsymmetrien, z.B. wenn eine symmetrische Antenne direkt mit einem unsymmetrischen Koaxialkabel gespeist wird, oder dadurch, daß der Gesamtkomplex Antenne und koaxiales Speisekabel sich in einem Resonanzzustand mit der erregenden Frequenz befindet (Oberwellenresonanz) und deshalb auch in seiner Gesamtheit strahlt. Veränderungen der Kabellänge können Abhilfe schaffen.

5.2.3. Die Zweidrahtleitung als Abstimmelement

Es wurde bereits festgestellt, daß sich auf einer Leitung, die nicht mit ihrem Wellenwiderstand Z abgeschlossen ist, stehende Wellen ausbilden. Diese stellen Strom- und Spannungsmaxima dar, die gegeneinander in der Phase verschoben sind. Man könnte deshalb für jeden Punkt der Leitung den Scheinwiderstand (Quotient aus Spannung und Strom) feststellen. Die Phasendifferenz zwischen Spannung und Strom bewirkt, daß neben dem ohmschen Widerstand auch noch ein Blindwiderstand vorhanden ist. Dieser kann in Abhängigkeit von der Richtung der Phasenverschiebung induktiven Charakter haben (X_L) oder kapazitiv sein (X_C).

Bild 5.27. gibt die Scheinwiderstandskurven einer kurzgeschlossenen Zweidraht-

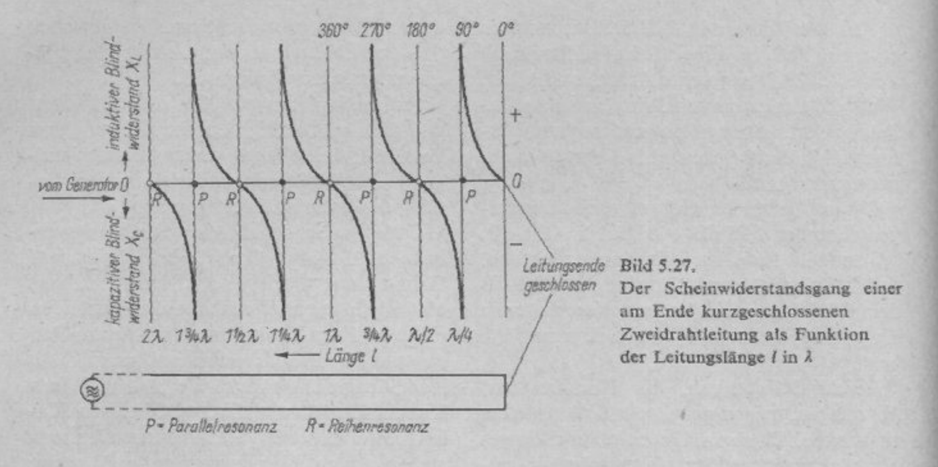


Bild 5.27.
Der Scheinwiderstandsgang einer am Ende kurzgeschlossenen Zweidrahtleitung als Funktion der Leitungslänge l in λ

leitung in Abhängigkeit von der Leitungslänge in λ wieder. Dabei sind (wie üblich) die induktiven Anteile oberhalb der Nulllinie (+) und die kapazitiven Reaktanzen unterhalb der Nullinie (−) aufgetragen. Ausgehend vom kurzgeschlossenen Abschluß steigt der Scheinwiderstand im induktiven Bereich und erreicht bei einem Abstand von $\lambda/4$ einen nahezu unendlichen Wert. Da ihm aber eine gleichgroße kapazitive Reaktanz gegenübersteht, ist der sehr große Scheinwiderstand weder induktiv noch kapazitiv, sondern rein ohmisch. Man kann auch sagen, daß im Abstand $\lambda/4$ vom Kurzschluß entfernt ein induktiver Blindwiderstand X_L einem gleich großen kapazitiven Blindwiderstand X_C parallelgeschaltet ist. Eine solche Zusammenschaltung stellt der bekannte Parallelresonanzkreis dar, und ein kurzgeschlossenes Viertelwellenstück weist auch alle Eigenschaften eines Parallelresonanzkreises auf.

Der kapazitive Scheinwiderstand im Bereich zwischen $\lambda/4$ und $\lambda/2$ erreicht bei $\lambda/2$ die Nullinie und ist wieder rein ohmisch, aber im Betrag theoretisch Null. Einer kurzgeschlossenen Halbwellenleitung können alle Eigenschaften eines Reihenresonanzkreises unterstellt werden.

Als gedankliche Verbindung zu dieser Definition kann man sich vorstellen, daß bei einem *verlustfreien* Serienresonanzkreis der Durchlaßwiderstand ebenfalls Null ist, im Gegensatz zum *verlustfreien* Parallelresonanzkreis, bei dem er unendlich groß wird.

Die Scheinwiderstandskurven wiederholen sich nun in der gleichen Reihenfolge. Eine mit einem Kurzschluß abgeschlossene Zweidrahtleitung kann je nach ihrer Länge – bezogen auf λ – als Induktivität, als Kapazität, als Serienresonanzkreis oder als Parallelresonanzkreis eingesetzt werden.

Ähnlich verhält sich eine am Ende offene Zweidrahtleitung. Bei ihr sind die Scheinwiderstandsverhältnisse lediglich um 90° gegenüber dem Kurzschlußbetrieb versetzt (Bild 5.28.). Am offenen Leitungsabschluß befindet sich eine nahezu unendliche kapazitive Reaktanz, die bei $\lambda/4$ die Nullinie erreicht. Dort repräsentiert die Leitung einen Serienresonanzkreis (Scheinwiderstand rein ohmisch). Zwischen $\lambda/4$ und $\lambda/2$ ist die Reaktanz induktiv, bei $\lambda/2$ tritt wieder Parallelresonanz auf usw.

Leitungsabschnitte, die man als Schaltelemente (Induktivität, Kapazität oder Kreis) verwendet, haben gewöhnlich eine Länge von $\leq \lambda/4$; denn damit können alle gewünschten Eigenschaften realisiert werden. Wird z. B. eine Induktivität benötigt, nimmt man eine geschlossene Leitung $< \lambda/4$. Ist die gleiche Leitung offen, hat man eine Kapazität. Schließlich erhält man mit

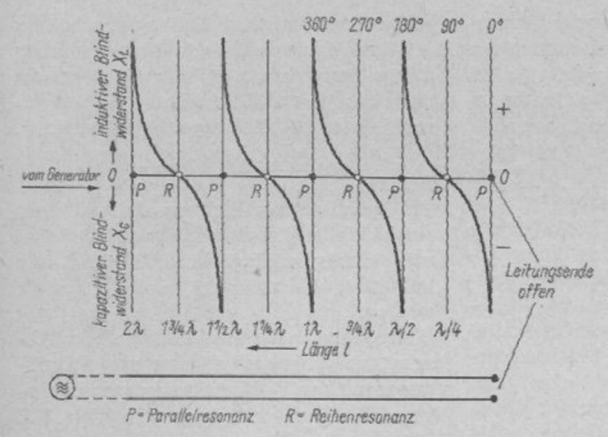


Bild 5.28. Der Scheinwiderstandsgang einer am Ende offenen Zweidrahtleitung als Funktion der Leitungslänge l in λ

am Ende geschlossene Leitung			am Ende offene Leitung		
elektrische Leitungslänge	Leitung mit Spannungsverteilg.	wirkt als	elektrische Leitungslänge	Leitung mit Spannungsverteilg.	wirkt als
kürzer als $\lambda/4$ (< 90°)	U, a, b	a, b	kürzer als $\lambda/4$ (< 90°)	U, a, b	a, b
$\triangleq \lambda/4$ (= 90°)	U, a, b	a, b	$\triangleq \lambda/4$ (= 90°)	U, a, b	a, b
länger als $\lambda/4$ kürzer als $\lambda/2$ (> 90°, < 180°)	U, a, b	a, b	länger als $\lambda/4$ kürzer als $\lambda/2$ (> 90°, < 180°)	U, a, b	a, b
$\triangleq \lambda/2$ (= 180°)	U, a, b	a, b	$\triangleq \lambda/2$ (= 180°)	U, a, b	a, b

Bild 5.29. Das Abstimmverhalten von kurzgeschlossenen und offenen HF-Leitungen mit Längen bis $\lambda/2$

einer elektrisch genau $\lambda/4$ langen geschlossenen Leitung einen Parallelresonanzkreis, der sich bei offener Leitung in einen Serienresonanzkreis verwandelt.

Das Abstimmverhalten von offenen und geschlossenen Zweidrahtleitungen zeigt Bild 5.29. noch einmal in übersichtlicher Form. Das Anwendungsgebiet solcher Leitungen ist sehr vielseitig. Wie später noch gezeigt wird, können durch ihren Einsatz z. B. Blindwiderstände kompensiert und Scheinwiderstände transformiert werden.

Wenn man einen Leitungsabschnitt als Blindwiderstand verwendet, ist der Wert des Blindwiderstandes von der elektrischen Länge l der Leitung und ihrem Wellen-

widerstand Z abhängig. Unter der Voraussetzung, daß die Leitung keine oder nur geringe Verluste aufweist, ergibt sich bei einer geschlossenen Leitung $<\lambda/4$ der induktive Blindwiderstand X_L in Ω aus

$$X_L = Z \tan l. \qquad (5.27.)$$

Die Länge l wird dabei in Winkelgraden ausgedrückt (s. Bild 1.1.). Aus dieser Beziehung resultiert noch eine wichtige Feststellung: Da der Tangens von 45° = 1 beträgt, ist auch 45° ($\lambda/8$) vom Kurzschluß entfernt X_L stets gleich dem Wellenwiderstand Z der Leitung.

Analog ergibt sich der kapazitive Blindwiderstand X_C einer offenen Leitung $>\lambda/4$ aus

$$X_C = Z \cot l. \qquad (5.28.)$$

Da auch der Kotangens 45° = 1 ist, wird X_C in $\lambda/8$ Abstand vom offenen Leitungsende ebenfalls gleich Z.

In Auswertung der Gl. (5.27.) und Gl. (5.28.) läßt sich aus Bild 5.30. der Blindwiderstandswert von Leitungsabschnitten $<\lambda/4$ in Abhängigkeit von der elektrischen Länge (ausgedrückt in Winkelgraden) als das Verhältnis X/Z für offene (X_C) und geschlossenen (X_L) Leitungsstücke ersehen.

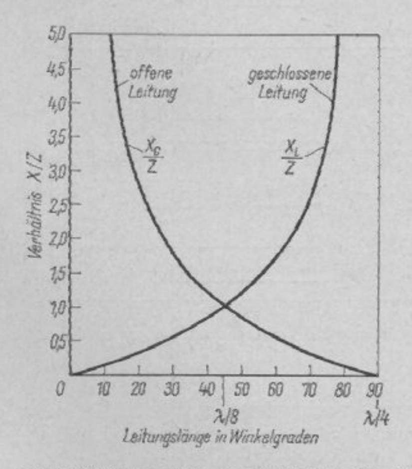


Bild 5.30. Nomogramm zur Ermittlung des Blindwiderstandes von offenen und geschlossenen Leitungen (kürzer als $\lambda/4$) als Funktion des Leitungsscheinwiderstandes Z (Wellenwiderstand) und der Leitungslänge in Winkelgraden

Beispiel

Ein geschlossener Leitungsabschnitt mit einem Wellenwiderstand Z von 400 Ω hat eine elektrische Länge von $\lambda/12$ = 30°. Der induktive Widerstand X_L soll festgestellt werden.

Ausgehend vom Punkt 30° auf der Abszisse senkrecht nach oben bis zum Schnittpunkt mit der X_L-Kurve findet man in gleicher Höhe auf der Ordinate den Wert X/Z mit etwa 0,6. Daraus ergibt sich X_L mit $400 \cdot 0{,}6 = 240\ \Omega$.

Wäre die gleiche Leitung offen, würde man den kapazitiven Blindwiderstand X_C über den Schnittpunkt der X_C-Kurve mit $X/Z = 1{,}75$ finden und erhielte als Ergebnis

$$X_C = 400 \cdot 1{,}75 = 700\ \Omega.$$

Natürlich können die Kurven auch in umgekehrter Weise verwendet werden. Wird z.B. ein Leitungsstück gebraucht, das einen vorgegebenen Blindwiderstand haben soll, errechnet man zunächst den Quotienten aus X/Z und sucht diesen Wert auf der Ordinate. Von dort ausgehend bis zum Schnittpunkt mit der entsprechenden Kurve findet man auf der Abszisse die erforderliche Leitungslänge l in Winkelgraden.

Die den induktiven oder kapazitiven Blindwiderständen äquivalenten Induktivitäten und Kapazitäten sind frequenzabhängig. Sie können nach den bekannten Beziehungen

$$X_L = \omega L = 2\pi fL \qquad (5.29.)$$

und

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC} \qquad (5.30.)$$

errechnet oder aus den entsprechenden Nomogrammen entnommen werden (z.B. Bild 6.19. und 6.20.).

5.3. Die Speisungsarten

Da im allgemeinen eine Antenne so hoch und so frei wie möglich angebracht werden soll, muß man in der Regel eine mehr oder weniger lange Energietransportleitung zwischen Sender bzw. Empfänger und Antenne vorsehen. Nur in Ausnahmefällen ist eine Speiseleitung nicht notwendig, z.B. bei Handfunksprechgeräten und Fuchsjagdempfängern.

Für den Funkamateur bieten sich 2 Arten der Antennenspeisung an, die Erregung über eine *abgestimmte Speiseleitung* und die Speisung über eine *angepaßte Leitung*. In einigen Fällen ist es zweckmäßig, Kombinationen von abgestimmten und angepaßten Leitungen einzusetzen; es könnte dann von einer *gemischten Speisung* gesprochen werden.

5.3.1. Die angepaßte Speiseleitung

Ist bei einer Speiseleitung die Anpassungsbedingung nach Gl. (5.14.) erfüllt, verteilen sich Spannung und Strom in gleichmäßiger Höhe entsprechend Bild 5.21. auf der Leitung. Da an keiner Stelle der Leitung eine Welligkeit auftritt, darf eine angepaßte Leitung beliebig lang sein. Es tritt dann – zumindest bei Koaxialkabeln – nur die unvermeidbare, frequenzabhängige Leitungsdämpfung auf (s. Abschn. 5.1.4.). Bei symmetrischen, nicht geschirmten Zweidrahtleitungen muß noch mit geringen Strahlungsverlusten gerechnet werden, wie bereits in Abschnitt 5.2.2. ausgeführt wurde. Grundsätzlich läßt sich mit einer exakt angepaßten Speiseleitung unter sonst gleichen Bedingungen immer die verlustärmste Leistungsübertragung durchführen.

Die auf einer angepaßten Leitung fortschreitenden Wellen werden auch *Wanderwellen* genannt. In der Amateursprache nennt man sie *»flache Leitungen«* (engl.: Flat-line) und meint damit stehwellenfreie (angepaßte) Zweidrahtleitungen.

Kleine Anpassungsfehler lassen sich selten ganz vermeiden; es entstehen dann sogenannte *pseudo-fortschreitende* Wellen. Das sind fortschreitende Wellen (Wanderwellen), die mit einem mehr oder weniger großen Anteil stehender Wellen behaftet sind, etwa wie in Bild 5.24. dargestellt. Ein Welligkeitsfaktor $s = 2$ ist für Amateurzwecke meist noch tragbar.

Fehlanpassungen, die am Eingang der Speiseleitung durch die Sender-Endstufe (bzw. den Empfängereingang) verursacht werden, lassen sich verhältnismäßig einfach beseitigen, da moderne Amateursender immer leicht zugängliche Koppelelemente enthalten, die eine Widerstandsanpassung ermöglichen. Auftretende Blindanteile sind durch genaue Resonanzabstimmung des Senderausgangskreises zu beseitigen. Die Ankopplung von Speiseleitungen an den Sender wird in Abschnitt 8. beschrieben. Schwieriger oder zumindest unbequemer lassen sich Fehlanpassungen kompensieren, die am meist schwer zugänglichen Antennenspeisepunkt vorhanden sind. Durch Manipulationen am senderseitigen Leitungsende können sie nicht beeinflußt werden oder wenigstens nicht so, daß die Welligkeit auf der Speiseleitung verschwindet. Deshalb muß man Fehlanpassungen, die die Antenne verursacht, auch an der Antenne beseitigen. Das geschieht durch Anpassungs- und Transformationsglieder, die in Abschnitt 6. beschrieben sind. Die Widerstandsanpassung führt nur zum Erfolg, wenn dabei auch vorhandene induktive oder kapazitive Blindanteile entfernt werden. Diese treten immer auf, wenn sich die Antenne nicht genau in Resonanz mit der sie erregenden Frequenz befindet. Wie Blindanteile kompensiert werden können, ist ebenfalls in Abschnitt 6. ausgeführt.

Als angepaßte Speiseleitungen sind alle Zweileitertypen brauchbar, auch selbstgebaute »Hühnerleitern« mit definiertem

Wellenwiderstand. Am zweckmäßigsten sind Koaxialkabel, die an symmetrische Antennen (z. B. Dipole) nur über Symmetriewandler angeschlossen werden sollen (s. Absch. 7.).

Im Bereich der Ultrakurzwellen und der Dezimeterwellen wird ausschließlich mit angepaßten Speiseleitungen gearbeitet. Für Einbandantennen ist auch im Kurzwellenbereich die angepaßte Leitung als Optimallösung zu empfehlen. Für Sendeantennen, die durch Oberwellenerregung im Mehrbandbetrieb arbeiten sollen, läßt sich eine angepaßte Speiseleitung nur bedingt einsetzen. Wie später noch ausgeführt wird, ändert sich bei Harmonischenerregung einer Antenne der Fußpunktwiderstand und die Resonanzlage, so daß genaue Anpassung immer nur für *ein* Amateurband herbeigeführt werden kann. Auf allen anderen Bändern sind Fehlanpassungen und Blindkomponenten vorhanden. Lösungswege für solche Fälle zeigt Abschnitt 5.3.3. auf. Als praktisches Beispiel ist in Bild 5.31. eine selbsthergestellte Leitung mit 300 Ω Wellenwiderstand wiedergegeben.

5.3.2. Die abgestimmte Speiseleitung

In Abschnitt 5.2.3. wurde bereits festgestellt, in welcher Weise ein Leitungsstück als Abstimmelement wirkt. Aus Bild 5.27., Bild 5.28. und Bild 5.29. kann weiterhin ersehen werden, daß der Scheinwiderstand einer abgestimmten Leitung an jedem Stromknoten und an jedem Spannungsknoten reell wird. Strom- und Spannungsknoten bilden sich abwechselnd im Abstand von elektrisch $\lambda/4$ auf einer Leitung aus. Man bezeichnet deshalb eine Leitung als *abgestimmt*, wenn ihre Länge elektrisch $\lambda/4$ oder ganzzahlige Vielfache von $\lambda/4$ beträgt ($2 \cdot \lambda/4$, $3 \cdot \lambda/4$ usw.). Obwohl eine solche abgestimmte Leitung stehende Wellen führt, ist ihr Eingangsscheinwiderstand und der Ausgangsscheinwiderstand reell (rein ohmisch).

Bild 5.32. zeigt die Verteilung von Spannung und Strom auf einer abgestimmten Zweidrahtleitung, deren elektrische Länge $\lambda/2$ beträgt. Die beiden Richtungspfeile deuten an, daß die Ströme beider Leiter in entgegengesetzten Richtungen fließen, was

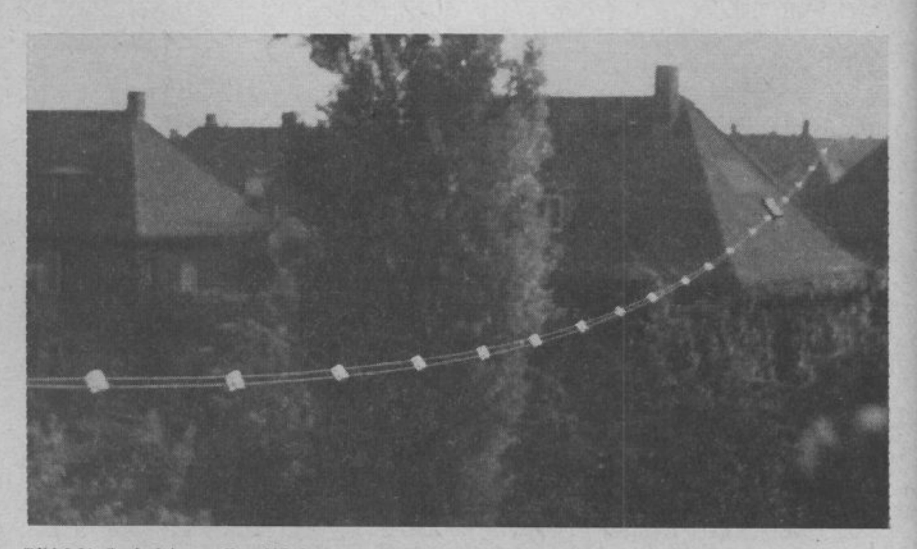


Bild 5.31. Speiseleitung, $Z = 300\ \Omega$

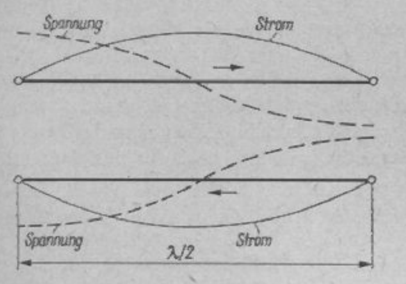


Bild 5.32. Stehende Wellen auf einer Paralleldrahtleitung, elektrische Länge λ/2

auch aus der Lage der Strombäuche zu erkennen ist. Wie ausgeführt, heben sich deshalb die Felder gegenseitig weitgehend auf, und die Strahlung der Leitung wird stark herabgemindert. Die Strahlung ist um so geringer, je kleiner der Leiterabstand und je niedriger die Frequenz sind. Da enger Leiterabstand gleichbedeutend mit kleinem Wellenwiderstand ist, kann man allgemein folgern, daß eine Leitung mit kleinem Wellenwiderstand bei gegebener Frequenz weniger in ihre Umgebung abstrahlt (kleinere Strahlungsverluste) als eine Leitung mit großem Wellenwiderstand.

Bild 5.32. läßt weiterhin erkennen, daß am Eingang und am Ausgang einer Halbwellenleitung der gleiche Leitungsscheinwiderstand auftritt, denn der Quotient aus Spannung und Strom ergibt in beiden Fällen den gleichen Wert. Daß die Spannung um 180° phasenverschoben ist, hat für diese Betrachtungen keine Bedeutung. Aus diesen Erkenntnissen kann für die Praxis folgende Regel abgeleitet werden:

Eine abgestimmte Speiseleitung der elektrischen Länge λ/2 oder einem ganzzahligen Vielfachen der halben Betriebswellenlänge (2 · λ/2, 3 · λ/2 usw.) stellt an ihrem Ende das am Leitungsanfang vorhandene Strom/Spannungs-Verhältnis wieder her. Der Eingangsscheinwiderstand der Antenne wird deshalb im Verhältnis 1:1 zum Leitungsanfang übertragen.

Das bedeutet, daß an der Antenne selbst keinerlei Maßnahmen zur Anpassung des Fußpunktwiderstandes erforderlich sind, denn er wird, unabhängig von seiner Größe, im Verhältnis 1:1 zum Leitungsanfang übertragen. Dort kann er mit einfachen Mitteln an den Scheinwiderstand der Sender-Endstufe oder des Empfängereinganges angepaßt werden. Mit einer abgestimmten Leitung läßt sich eine Antenne auch im Mehrbandbetrieb durch Oberwellenerregung verwenden, was bei einer angepaßten

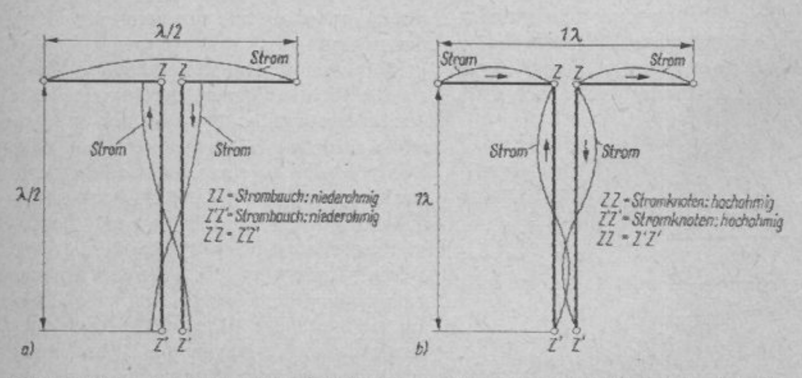


Bild 5.33. Dipole mit abgestimmter Speiseleitung; a – mit abgestimmter λ/2-Speiseleitung, der Eingangswiderstand *ZZ* erscheint am unteren Ende der Speiseleitung als *Z'Z'* mit gleichem Wert, b – der gleiche Dipol, jetzt mit der doppelten Frequenz erregt; aus dem ursprünglichen Halbwellendipol wurde damit ein Ganzwellendipol. Die Speiseleitung hat ebenfalls eine Länge von 1λ. *Z'Z'* ist wieder gleich *ZZ*

Speiseleitung nicht möglich ist. Bild 5.33. zeigt einen solchen Betriebsfall. Hier wird ein Halbwellendipol, dessen Resonanzfrequenz z.B. 7 MHz beträgt, über eine abgestimmte Halbwellenleitung erregt (Bild 5.33.a). Den Fußpunktwiderstand ZZ des Halbwellendipols von rund 60 Ω überträgt die Halbwellenleitung – deren Wellenwiderstand in diesem Falle von untergeordneter Bedeutung ist – im Verhältnis 1:1 als $Z'Z'$ zum Leitungsanfang. Der gleiche Dipol mit der doppelten Frequenz erregt (14 MHz), würde dann einen Ganzwellendipol mit großem Fußpunktwiderstand ZZ darstellen (s. Abschn. 4.2.). Aus der Halbwellenspeiseleitung ist eine Ganzwellenleitung geworden ($2 \cdot \lambda/2$), wie Bild 5.33.b zeigt. Der hochohmige Antenneneingangswiderstand ZZ wird als $Z'Z'$ mit gleichem Wert zum Leitungsanfang übertragen und muß dort an den Senderausgang angepaßt werden.

Bekanntlich sind Eingangs- und Ausgangsscheinwiderstand einer Paralleldrahtleitung bereits bei einer elektrischen Länge von $\lambda/4$ reell (s. Abschn. 5.2.3.). Eine Viertelwellenleitung läßt sich deshalb ebenfalls als abgestimmte Leitung einsetzen. Die Strom- und Spannungsverteilung der $\lambda/4$-Leitung ist in Bild 5.34. dargestellt. Die Strom/Spannungs-Verhältnisse sind am Anfang und am Ende der Leitung umgekehrt. Daraus läßt sich die Schlußfolgerung ziehen, daß ein hochohmiger Scheinwiderstand am Leitungsanfang als niederohmig am Leitungsende erscheint und umgekehrt. Eine Viertelwellenleitung bezeichnet man deshalb auch direkt als *Viertelwellentransformator* (in Abschn. 6. ausführlich beschrieben). Bei der Viertelwellenleitung spielt wieder der Wellenwiderstand Z eine wichtige Rolle, denn er bestimmt das Transformationsverhältnis nach der Beziehung

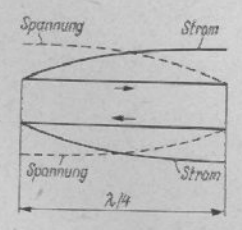


Bild 5.34. Die Strom- und Spannungsverteilung auf einer elektrisch $\lambda/4$ langen Zweidrahtleitung

$$Z = \sqrt{Z_E \cdot Z_A}; \qquad (5.31.)$$

Z_E – Eingangsscheinwiderstand der Leitung, Z_A – Ausgangsscheinwiderstand der Leitung.

Für die abgestimmte Viertelwellenleitung kann folgende Regel aufgestellt werden:

Eine abgestimmte Speiseleitung der elektrischen Länge $\lambda/4$ oder ***ungeradzahligen*** *Vielfachen von $\lambda/4$ der Betriebswellenlänge ($^3/_4\lambda$, $^5/_4\lambda$, $^7/_4\lambda$ usw.) hat an ihrem Ende die umgekehrte Strom/Spannungs-Verteilung wie am Anfang. Es findet deshalb eine Impedanztransformation statt.*

In Bild 5.35. sind Antennen mit Viertelwellenspeiseleitung dargestellt. Bild 5.35.a zeigt einen Halbwellendipol, dessen niedriger Fußpunktwiderstand ZZ (etwa 60 Ω) als hochohmiger Scheinwiderstand $Z'Z'$ am Leitungsende entsprechend Gl. (5.32.) erscheint. In Bild 5.35.b wird der hochohmige Fußpunktwiderstand ZZ eines Ganzwellendipols als $Z'Z'$ am Leitungsende niederohmig, wie auch aus der Stromverteilung hervorgeht.

Man kann die abgestimmte Speiseleitung als die nichtstrahlende Verlängerung der Antenne betrachten. Speiseleitung und Antenne müssen als Ganzes resonant sein. Das heißt, daß der strahlende und der nichtstrahlende Abschnitt – einzeln betrachtet – außer Resonanz sein dürfen, wenn die Zusammenschaltung beider Resonanz ergibt. Deshalb kann man z.B. bei einem zu kurz oder zu lang bemessenen Strahler die daraus resultierenden Blindanteile durch Verlängern oder Verkürzen der Speiseleitung am antennenfernen Ende eliminieren. In der Praxis erfolgt dieses Verlängern oder Verkürzen der Speiseleitung nicht auf mechanischem Wege, sondern elektrisch durch

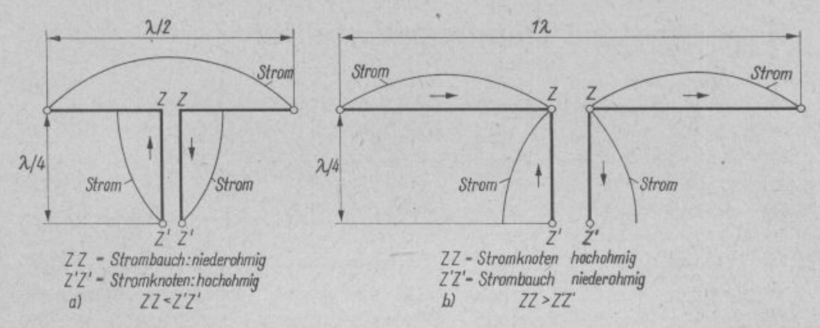


Bild 5.35. Dipole mit abgestimmter Speiseleitung; a – Halbwellendipol mit abgestimmter $\lambda/4$-Speiseleitung; der niedrige Strahlereingangswiderstand ZZ erscheint im Speisepunkt $Z'Z'$ mit hohem Impedanzwert, b – Ganzwellendipol mit abgestimmter $\lambda/4$-Speiseleitung; der hohe Strahlereingangswiderstand erscheint im Einspeisepunkt $Z'Z'$ mit niedrigem Impedanzwert

einen geeigneten Antennenkoppler am Ende der Speiseleitung (Bild 5.36.).

Dabei muß zunächst festgestellt werden, ob das Leitungsende hochohmig (Stromknoten) oder niederohmig (Strombauch) ist. Bei Stromkopplung wendet man die Serienspeisung nach Bild 5.36.a und bei Spannungskopplung (hochohmig) die Parallelspeisung nach Bild 5.36.b an. Für Mehrbandantennen ist ein Universalkoppler nach Bild 5.36.c zweckmäßig, da man

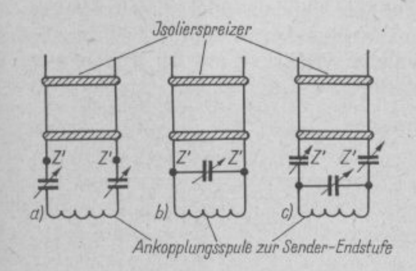


Bild 5.36. Ankopplung der Speiseleitung; a – Ankopplung der Speiseleitung an den Sender, $Z'Z'$ niederohmig (Stromkopplung), b – Ankopplung der Speiseleitung an den Sender, $Z'Z'$ hochohmig (Spannungskopplung), c – Universalkoppler für wahlweise Strom- oder Spannungskopplung

ihn wahlweise für Stromkopplung und für Spannungskopplung verwenden kann. Auch symmetrische π-Filter (*Collins*-Filter) sind sehr gut geeignet. Solche Ankoppelsysteme werden in einem gesonderten Abschnitt beschrieben.

Es ist noch zu erwähnen, daß man die abgestimmte Speiseleitung geometrisch nicht genau für Resonanz bemessen sollte, da in diesem Fall Gleichtaktwellen gegen Erde auftreten können (sogenannter *Marconi*-Effekt). Die abgestimmte Leitung wirkt dann selbst als Antenne und strahlt stark. Es ist deshalb ratsam, die abgestimmte Leitung stets etwas länger oder kürzer als für Resonanz erforderlich zu bemessen und mit dem Antennenkoppler auf exakte Resonanz nachzustimmen.

Die gemischte Speisung, eine Kombination von abgestimmter und angepaßter Speiseleitung, wird in Abschnitt 8. beschrieben.

Literatur zu Abschnitt 5.

Huber, F. R./Neubauer, H.: Die Goubau-Leitung im praktischen Einsatz, Rohde & Schwarz-Mitteilungen, 1960

6. Anpassungs- und Transformationsglieder

Der Einsatz von Anpassungs- und Transformationsgliedern am Antennenfußpunkt beschränkt sich auf den Anschluß angepaßter Speiseleitungen, denn nur bei diesen ist eine Scheinwiderstandsanpassung erforderlich. Bei der abgestimmten Leitung stellt die Leitung selbst bereits ein Transformationsglied dar.

Aus elektrischen und mechanischen Gründen ist eine Antenne, die ohne zusätzliche Anpassungsglieder auskommt, immer die bessere Lösung. Darüber hinaus haben einige Transformationsglieder die unerwünschte Eigenschaft, die Bandbreite einer Antenne einzuengen. Es sollte deshalb immer versucht werden, Strahlerkonstruktionen zu verwenden, bei denen der Fußpunktwiderstand dem Wellenwiderstand der vorgesehenen Speiseleitung bereits entspricht. Im UKW-Bereich ist das verhältnismäßig einfach, in diesem Fall hat sich der Schleifendipol am besten bewährt. Bei ihm kann man durch entsprechende Ausführung praktisch jeden gewünschten Fußpunktwiderstand herstellen (s. Abschn. 4.1.). Im Kurzwellenbereich lassen sich allerdings Schleifendipole aus mechanischen Gründen nicht oder nur unvollkommen verwirklichen.

Anpassungs- und Transformationsglieder werden nicht nur am Antennenfußpunkt, sondern häufig auch als Verbindungselemente in Dipolkombinationen gebraucht.

6.1. Die Delta-Anpassung

Die *Delta-Anpassung* nach Bild 6.1. wird gern verwendet, wenn ein Kurzwellendipol an selbsthergestellte Zweidrahtleitungen mit Wellenwiderständen zwischen 400 und 600 Ω angepaßt werden soll. Analog der Strom/Spannungs-Verteilung und der daraus resultierenden Scheinwiderstandsverteilung auf einem $\lambda/2$-Dipol, greift man bei der Delta-Anpassung 2 symmetrisch zur Strahlermitte liegende Anschlußpunkte ab, bei denen der Scheinwiderstand dem Wellenwiderstand der Speiseleitung entspricht. Das dabei erforderliche Auseinanderspreizen der Speiseleitung ergibt das Aussehen eines Delta (griech. Großbuchstabe), daher bezeichnet man diese Ausführungsform als *Delta-Anpassung*.

Der Leitungsanschluß wirkt sich wie eine Verlängerung des Antennenleiters aus und verschiebt deshalb dessen Resonanzlage nach niedrigeren Frequenzen hin. Darum ist für die Betriebsfrequenz, für die der Strahler ohne Delta-Anpassung bemessen wurde, ein mehr oder weniger großer induktiver Blindanteil am Antennenspeisepunkt vorhanden; d.h., daß mit einer bestimmten Welligkeit auf der Speiseleitung gerechnet werden muß. Die Stehwellen wer-

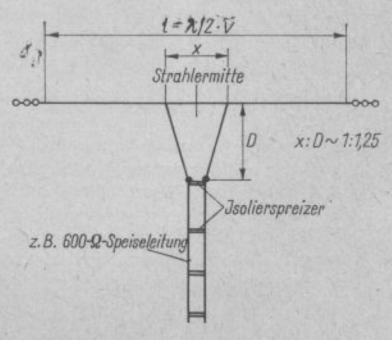


Bild 6.1. Die Delta-Anpassung

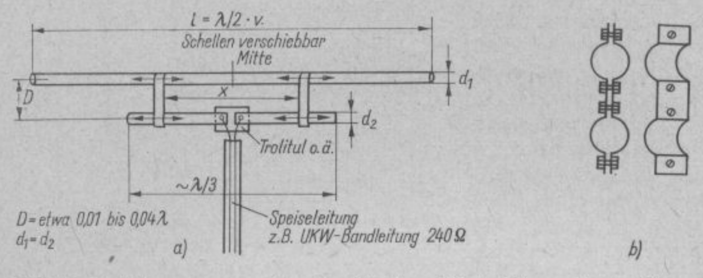


Bild 6.2. Die T-Anpassung; a – Vorschlag für die praktische Lösung, b – Ausführungsvorschlag für die verschiebbaren Schellen

den verringert oder völlig beseitigt, wenn man die Länge des Antennenleiters für eine etwas höhere als die gewünschte Betriebsfrequenz bemißt (Leiter zusätzlich etwas verkürzen). Der dadurch bedingte kapazitive Blindanteil der Antenne kann dann durch die induktive Blindkomponente der Delta-Anpassung weitgehend kompensiert werden.

Allgemein ist zu sagen, daß das Längenverhältnis $X : D$ etwa 1 : 1,25 betragen soll. Für die Anpassung einer 600-Ω-Speiseleitung an einen Halbwellendipol können folgende Näherungsformeln benutzt werden:

$$X = \frac{3600}{f} \quad \text{für Kurzwellenantennen;} \tag{6.1.}$$

$$X = \frac{3450}{f} \quad \text{für UKW-Antennen;} \tag{6.2.}$$

$$D = \frac{4510}{f}; \tag{6.3.}$$

X und D in cm, f in MHz.

Die Delta-Anpassung hat den mechanischen Vorzug, daß der Antennenleiter in der geometrischen Mitte nicht aufgetrennt wird, wie das beim Halbwellendipol im allgemeinen erforderlich ist. Die Strahlermitte läßt sich ohne Bedenken mit einer metallischen Trägerkonstruktion leitend verbinden bzw. erden.

6.2. Die T-Anpassung

Die *T-Anpassung* nach Bild 6.2. ist aus der Delta-Anpassung hervorgegangen. Sie stellt eine mechanisch starre Abwandlung der Delta-Antenne dar und eignet sich deshalb besonders für Strahler mit rohrförmigem Leiter. Daraus geht hervor, daß die T-Anpassung hauptsächlich im UKW-Bereich verwendet wird. In etwas abgewandelter und elektrisch verbesserter Form findet man sie jedoch oft als Anpassungsglied an Kurzwellendrehrichtstrahlern (Gamma- und Omega-Anpassung).

Außer einer geringen Materialeinsparung hat die T-Anpassung im UKW-Bereich keine Vorzüge gegenüber Schleifendipolen. Im Gegenteil, die Abgriffe am Strahler verursachen – ebenso wie bei der Delta-Anpassung – eine Blindkomponente. Diese wird durch die Parallelführung der Leiterstücke im geringen Abstand zum Antennenleiter noch größer als bei der Delta-Anpassung. Die damit verbundenen Schwierigkeiten kann man bei der Verwendung entsprechend bemessener Schleifendipole umgehen, wie bereits zu Beginn des Abschnittes erwähnt wurde.

Der Fußpunktwiderstand einer T-Anpassung nach Bild 6.2. ist reell, wenn der Abstand $X = 0{,}475$ der Dipollänge l beträgt. Dabei wird vorausgesetzt, daß $D = 0{,}033\lambda$ beträgt, wobei $d_1 = d_2$ und ein Schlankheitsgrad λ/d_1 von etwa 150 zu wählen sind. Unter diesen Bedingungen ist

am Speisepunkt des T-Gliedes ein reeller Eingangsscheinwiderstand von rund 650 Ω vorhanden, sofern der Strahler aus einem einfachen Halbwellendipol besteht. Da der Fußpunktwiderstand eines normalen $\lambda/2$-Dipols zwischen 60 unf 70 Ω liegt, wird mit einer auf diese Weise dimensionierten T-Anpassung ein Scheinwiderstands-Übersetzungsverhältnis von 1:10 erreicht. Alle anderen möglichen Strahlerabgriffe ergeben komplexe Speisepunktwiderstände. Ihre Blindkomponente kann nur beseitigt werden, wenn gleichzeitig die Strahlerlänge verkürzt wird. Reelle Fußpunktwiderstände zwischen etwa 270 und 680 Ω lassen sich dann mit der T-Anpassung einstellen.

Unter den vorstehend genannten Bedingungen ergibt sich bei einem Abstand $X = 0{,}5\,l$ ein Widerstands-Übersetzungsverhältnis von etwa 1:6, bezogen auf den Fußpunktwiderstand eines gestreckten $\lambda/2$-Dipols (rund 400 Ω). Die erforderliche Strahlerlänge l muß in diesem Fall nach der Beziehung

$$l = \frac{138\,250}{f} \qquad (6.4.)$$

berechnet werden. Die Länge l ergibt sich in mm, wenn f in MHz eingesetzt wird. In diese Berechnungsformel ist die erforderliche zusätzliche Strahlerverkürzung bei einem Schlankheitsgrad λ/d von 150 eingearbeitet.

Für einen Abstand X von $0{,}7l$ beträgt das Widerstands-Übersetzungsverhältnis rund 1:4,5 (etwa 300 Ω), und l errechnet sich nach

$$l = \frac{130\,580}{f}. \qquad (6.5.)$$

Eine Möglichkeit zum Verändern der T-Abgriffe in kleinen Grenzen sollte vorgesehen werden (s. Bild 6.2.).

Zur Verwendung in den hochfrequenten Amateurbändern des Kurzwellenbereiches ist die normale T-Anpassung zu unförmig. In diesem Falle zieht man es vor, den Durchmesser d_2 und den Abstand D zu verringern. Praktische Werte für einen Fuß-

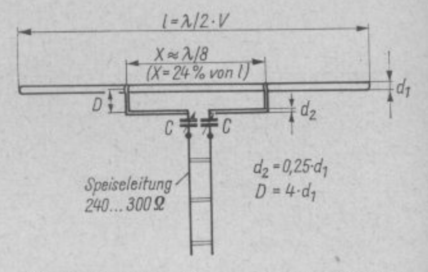


Bild 6.3. Die T-Glied-Anpassung mit kapazitiver Kompensation

punktwiderstand von etwa 300 Ω gehen aus Bild 6.3. hervor. In diesem Falle betragen der Durchmesser $d_2 = \frac{1}{4} d_1$ und der Abstand $D = 4 \cdot d_1$. Der Abstand X der Abgriffe muß mit rund $\lambda/8$, entsprechend etwa 24% der Länge l gewählt werden. Eine zusätzliche Strahlerverkürzung ist nicht vorgesehen, die Blindkomponente wird durch 2 Serienkondensatoren am Speisepunkt kapazitiv kompensiert. Nach einer Faustregel soll die Maximalkapazität jedes Drehkondensators 8 pF je 1 m Wellenlänge betragen. Für das 10-m-Amateurband wären demnach je 80 pF Maximalkapizität erforderlich. Es ist zweckmäßig, nach erfolgtem Abgleich die an den Drehkondensatoren eingestellten Kapazitätswerte genau auszumessen und die Drehkondensatoren dann durch entsprechende Festkondensatoren zu ersetzen. Zum Schutz vor Witterungseinflüssen empfiehlt es sich, die Kondensatoren in wasserdicht verklebten Kunststoffgehäusen unterzubringen.

6.3. Die Gamma-Anpassung

Die *Gamma-Anpassung* verwendet man im Kurzwellenbereich, um einem symmetrischen Strahler (vorzugsweise Drehrichtstrahler) unter Umgehung eines besonderen Symmetriewandlers direkt mit einem Koaxialkabel speisen zu können. Gleichzeitig erfolgt damit eine Widerstandsanpassung

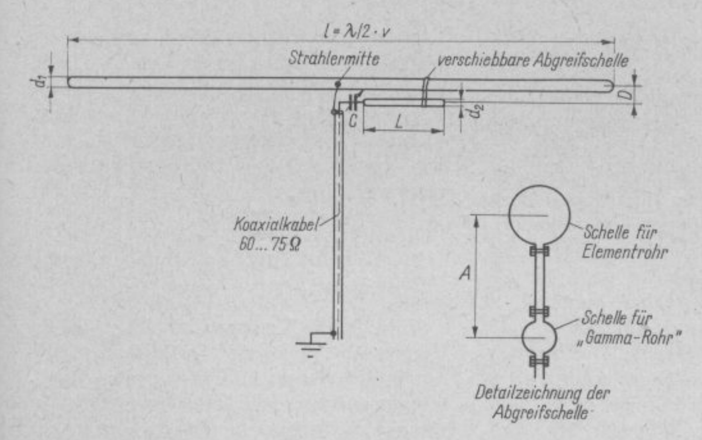


Bild 6.4. Gamma-Glied zur Anpassung von Rohrelementen an ein beliebiges Koaxialkabel

analog zur T-Anpassung; denn praktisch handelt es sich beim Gamma-Glied um ein halbes T-Glied (Bild 6.4.). Elektrisch scheint eine solche Lösung nicht ganz einwandfrei zu sein; denn es ist zu erwarten, daß die beiden Dipolzweige nicht gleichmäßig erregt werden. In der Praxis hat sich aber die Gamma-Anpassung sehr gut bewährt, und auch die ausländische Antennenindustrie, die sich mit der Herstellung von Amateurantennen befaßt, verwendet die Gamma-Speisung sehr häufig zur Anpassung von Drehrichtstrahlern.

Da bei Kurzwellendrehrichtstrahlern wegen der geringen Elementabstände im allgemeinen mit Fußpunktwiderständen von 20 bis 30 Ω am gespeisten Halbwellenelement gerechnet werden muß, wird die Gamma-Anpassung für ein Widerstands-Übersetzungsverhältnis von etwa 1 : 3 ausgelegt. Das ergibt dann eine günstige Abschlußmöglichkeit für ein handelsübliches Koaxialkabel. Die Blindkomponente wird auch in diesem Fall kapazitiv kompensiert.

Für einen Aufbau nach Bild 6.4. sind die praktischen Angaben der Abmessungen von Gamma-Gliedern in Tabelle 6.1. aufgeführt.

Die metallische Verbindungsschelle zwischen Strahler und Anpassung ist verstellbar und wird bei eingedrehtem Drehkondensator so lange verschoben, bis sich auf dem Koaxialkabel ein Minimum an stehenden Wellen feststellen läßt. Dann kann durch entsprechende Veränderung des Drehkondensators die Blindkomponente und damit die restliche Welligkeit beseitigt werden.

Tabelle 6.1. Abmessungen der Gamma-Anpassung (Näherungswerte)

	Länge L des Anpassungsrohres in cm	Abstand D in cm	Maximalkapazität von C in pF	Verhältnis $d_2 : d_1$
10-m-Band	80	10	50	0,15 ··· 0,25
14-m-Band	120	14	80	0,33
20-m-Band	170	16	150	0,15

6.4. Die Omega-Anpassung

Eine weitere Verbesserung der Gamma-Anpassung – unter der Bezeichnung *Omega-Anpassung* bekannt – hat besonders bei solchen Kurzwellenantennen Vorteile, bei denen das Verschieben der Abgreifschelle eines Gamma-Gliedes auf schwankendem Mast zu umständlich und zu gefährlich ist. Bei der Omega-Anpassung wird die Abgreifschelle nicht verstellbar, sondern fest montiert. Die gesamte Abstimmung des Anpaßgliedes erfolgt durch 2 Drehkondensatoren, die nahe der Strahlermitte angebracht sind. Notfalls können diese Drehkondensatoren beim Abgleich über provisorische Schnurzüge vom Erdboden aus fernbedient werden.

Ein weiterer Vorzug der Omega-Anpassung besteht darin, daß das Anpassungsrohr nur halb so lang ist wie beim Gamma-Glied. Neben einer Materialeinsparung kommt dieser Umstand der mechanischen Festigkeit des Anpassungssystems zugute.

Bild 6.5. zeigt die empfehlenswerte Omega-Anpassung. Der Drehkondensator C_1 dient – genau wie beim Gamma-Glied – dazu, den induktiven Blindanteil zu kompensieren. C_2 hat die Aufgabe der verschiebbaren Abgreifschelle übernommen. Mit diesem Drehkondensator kann schnell und genau der Impedanzwert eingestellt werden, der dem Wellenwiderstand des verwendeten Koaxialkabels entspricht.

Die Angaben für die Gamma-Anpassung (Tabelle 6.1.) gelten bei der Omega-Anpassung mit der Einschränkung, daß die Länge L nur halb so groß ist wie beim Gamma-Glied. Der zusätzliche Drehkondensator C_2 soll etwa folgende Endkapazitäten aufweisen:

10-m-Band 20 pF,
15-m-Band 25 pF,
20-m-Band 30 pF.

Für C_1 und C_2 genügen einfache Ausführungen mit geringem Plattenabstand, da am Strahlerfußpunkt keine großen Spannungen auftreten. Nach erfolgtem Abgleich können die Drehkondensatoren gegen Festkondensatoren der gleichen Kapazität ausgetauscht werden. Dabei ist der an den Drehkondensatoren eingestellte Kapazitätswert genau zu messen. Die festgestellten Kapazitäten sind dann durch entsprechendes Zusammenschalten von Festkondensatoren mit geringem Temperaturgang nachzubilden (Luftblockkondensatoren, Glimmerkondensatoren). Die Kapazitäten lassen sich auch durch die weniger kostspieligen Tauchtrimmer bilden, die dann in der Schaltung verbleiben können, aber vor Witterungseinflüssen absolut geschützt werden müssen. Dazu bringt man Drehkondensatoren oder Festkondensatoren in einer Kunststoffdose wettergeschützt unter.

Die mechanische Halterung des Anpassungsrohres im Speisepunkt hat so zu er-

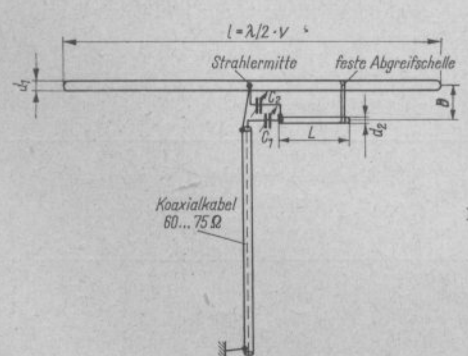


Bild 6.5. Die Omega-Anpassung für Antennen mit nicht unterbrochenem Strahlerelement

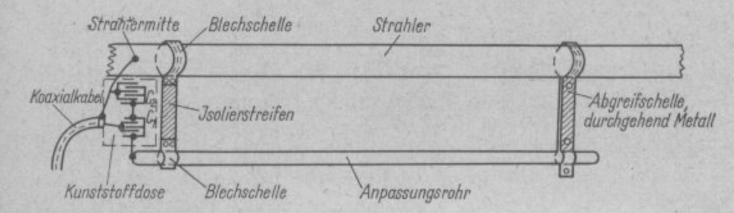


Bild 6.6. Vorschlag für den mechanischen Aufbau des Anpassungsgliedes

folgen, daß das Anpassungsrohr dort vom Strahler isoliert ist. Dazu werden entweder einfache Abstandsisolatoren oder Rohrschellen verwendet, die durch einen Isolierstreifen miteinander verbunden sind. Einen Vorschlag für den mechanischen Aufbau eines Omega-Gliedes zeigt Bild 6.6., während in Bild 6.7. als Beispiel die Omega-Anpassung an einer 5-Element-*Yagi*-Antenne dargestellt wird.

Das Kriterium der Omega-Anpassung bildet der Temperaturgang des Kapazitätswertes der verwendeten Kondensatoren.

6.5. Der Viertelwellentransformator (Q-Match)

Zwischen dem Wellenwiderstand Z einer elektrisch $\lambda/4$ langen Doppelleitung, deren Eingangsscheinwiderstand Z_E und dem Ausgangsscheinwiderstand Z_A besteht nach

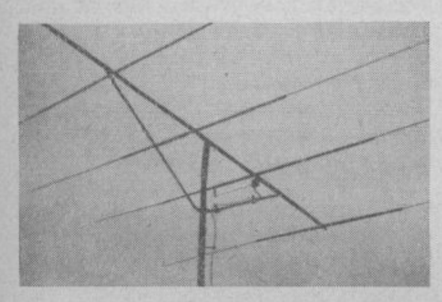


Bild 6.7. Omega-Anpassung an einer 5-Element-*Yagi*-Antenne

Gl. (5.31.) die Beziehung

$$Z = \sqrt{Z_E \cdot Z_A}.$$

Das bedeutet, daß der erforderliche Wellenwiderstand einer $\lambda/4$-Leitung immer dem geometrischen Mittel der beiden anzupassenden Scheinwiderstände Z_E und Z_A entsprechen muß. Durch Umstellung dieser Formel ergibt sich außerdem

$$Z_E = \frac{Z^2}{Z_A}. \tag{6.6.}$$

Wird für Z_E der Wellenwiderstand der vorhandenen Speiseleitung und für Z_A der Fußpunktwiderstand der Antenne eingesetzt, so kann man aus den obigen Beziehungen den für genaue Anpassung erforderlichen Wellenwiderstand Z der Viertelwellentransformationsleitung errechnen.

Bild 6.8. zeigt einen solchen Viertelwellentransformator, auch Q-Match genannt-

Diese Transformationsleitung läßt sich für alle symmetrisch gespeisten Antennensysteme und sämtliche Arten von symmetrischen Speiseleitungen verwenden, sofern sich für den Wellenwiderstand Z der Transformationsleitung ein Wert ergibt, der mechanisch noch verwirklicht werden kann. Das ist praktisch bei Wellenwiderständen zwischen etwa 50 und 600 Ω möglich.

Beispiel

Ein Antennensystem mit einem Fußpunktwiderstand von 120 Ω soll über eine symmetrische Doppelleitung, Wellenwider-

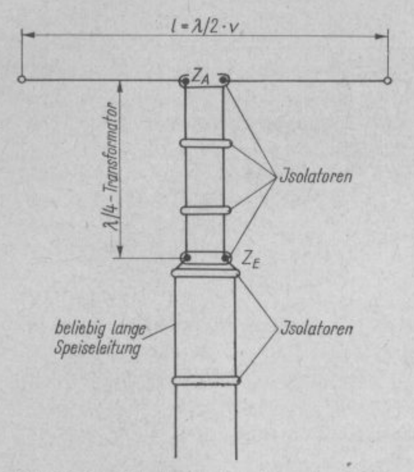


Bild 6.8. Der Viertelwellentransformator (Q-Match)

stand 280 Ω, gespeist werden. Wie groß ist der Wellenwiderstand Z der zur Anpassung erforderlichen Viertelwellentransformationsleitung?

$$Z = \sqrt{120 \cdot 280} = \sqrt{33\,600} \approx 183\ \Omega$$

Nach Bild 5.4. läßt sich eine Doppelleitung mit einem Z von 183 Ω darstellen, wenn das Verhältnis Leiterabstand zu Leiterdurchmesser gleich 2,5 : 1 ist und Luftisolation verwendet wird.

Nimmt man etwas größere Verluste in Kauf, dann können für die Herstellung einer solchen λ/4-Transformationsleitung auch handelsübliche HF-Leitungen verwendet werden, wenn ihr Wellenwiderstand dem geforderten Wert entspricht. Weiterhin lassen sich auch durch Parallelschaltung solcher HF-Leitungen andere Werte des resultierenden Wellenwiderstandes erreichen. Wird beispielsweise ein Wellenwiderstand von 140 Ω benötigt, so kann man 2 λ/4-Stücke von 280-Ω-Bandleitung parallelschalten. Die Parallelschaltung einer 240-Ω-Bandleitung mit einer solchen von 300 Ω würde einen Wellenwiderstand von

$$\frac{240 \cdot 300}{240 + 300} \approx 133\ \Omega$$

ergeben (Parallelschaltung von Widerständen).

Dabei ist zu beachten, daß sich die beiden parallelen Leitungen gegenseitig nicht beeinflussen (möglichst weit auseinanderbiegen und festlegen!) und daß der Verkürzungsfaktor der Bandleitung bei der Längenbemessung berücksichtigt wird. Der Verkürzungsfaktor läßt sich aus den einschlägigen Datenblättern ersehen und liegt bei Bandleitungen mit Kunststoffdielektrikum im allgemeinen um 0,82 (s. Tabelle 34.18. im Anhang).

Es ist ein Nachteil dieser Transformationsleitung, daß man kaum noch nachträgliche Korrekturen der Anpassung vornehmen kann. Zu diesem Zweck müßte der Wellenwiderstand der Leitung in kleinen Grenzen geändert werden.

Für den UKW-Bereich kann man mit etwas mechanischem Aufwand solche Viertelwellentransformatoren mit veränderbarem Wellenwiderstand herstellen (Bild 6.9.). Dazu verwendet man eine Kunststoffgrundplatte, die auf der linken Seite mit Querschlitzen versehen ist. Diese dienen zur Führung der beiden Halteblöcke des linken Parallelrohres und können kontinuierlich verschoben werden. Die rechte Seite erhält je 3 Bohrungen, in denen man die Halteblöcke des rechten Rohres befestigen kann. Damit wird der Rohrabstand auch stufenweise veränderbar. Die Halteblöcke selbst fertigt man aus einem verlustarmen, wetterbeständigen Kunststoff. Sie erhalten 2 oder mehr halbkreisförmige Nuten, in denen Rohre verschiedener Durchmesser festgeschraubt werden können. Dadurch hat man die Möglichkeit, mit Parallelrohren verschiedener Durchmesser zu arbeiten. Mit einer solchen Anordnung lassen sich Wellenwiderstände zwischen etwa 150 und 500 Ω herstellen.

Das Q-Match kann selbstverständlich auch unsymmetrisch aufgebaut und dann zur Anpassung eines Koaxialkabels an eine unsymmetrische Antenne verwendet werden (z. B. Groundplane). Nicht immer wird allerdings ein Koaxialkabel des für einen Viertelwellentransformator erforderlichen

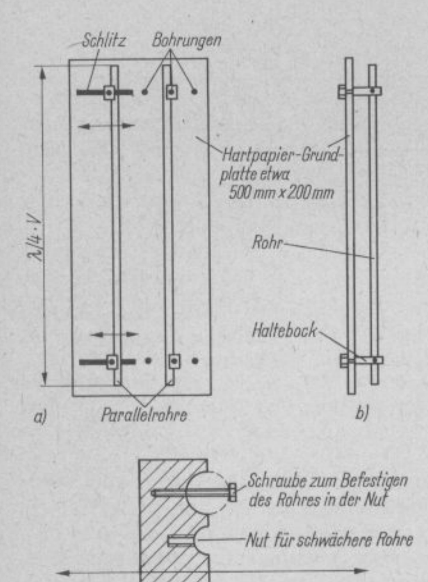


Bild 6.9. Ausführungsvorschlag für einen Viertelwellentransformator veränderbaren Wellenwiderstandes; a – Frontansicht, b – Seitenansicht, c – Detaildarstellung des Haltebocks

Wellenwiderstandes handelsüblich sein, so daß der Selbstbau einer koaxialen $\lambda/4$-Leitung meist nicht zu umgehen ist (s. Bild 5.5. und Bild 5.6.). Wegen der sich daraus ergebenden mechanischen Schwierigkeiten sind koaxiale Viertelwellentransformatoren bei Amateuren selten zu finden.

6.6. Die Viertelwellenanpaßleitung (Stichleitung)

Die *Viertelwellenanpaßleitung* bietet eine bequeme Einstellmöglichkeit der optimalen Anpassung und dürfte die Schaltung sein, die den geringsten mechanischen Aufwand erfordert. Sie ist auch unter dem Namen *$\lambda/4$-Stichleitung* oder *Matching-Stub* bekannt.

Ihr Anwendungsgebiet erstreckt sich in erster Linie auf die Anpassung von Kurzwellendrahtantennen an eine beliebige symmetrische Speiseleitung. Eingeschränkt wird ihre Verwendbarkeit dadurch, daß sie als frequenzabhängiges Gebilde die Bandbreite der Antenne in bestimmten Grenzen beschneidet. Ihr Einsatz in Verbindung mit breitbandigen Antennenformen ist daher nicht sinnvoll.

In Abschnitt 5.2.3. wurde bereits das Abstimmverhalten von Zweidrahtleitungen beschrieben und festgestellt, daß ein Leitungsstück $< \lambda/4$ immer als ein reiner Blindwiderstand wirkt. Dieser Blindwiderstand (Reaktanz) hat bei geschlossener Leitung induktiven Charakter (X_L), wenn die Leitung offen ist, kapazitiven Charakter (X_C), wie auch aus Bild 5.29. hervorgeht.

Wird eine Leitung der Länge $< \lambda/4$ mit einem reellen Widerstand Z_A abgeschlossen, dessen Widerstandswert kleiner ist als der Wellenwiderstand Z_S der Leitung, dann erscheint Z_E am anderen Leitungsende als die Parallelschaltung eines Wirkwiderstandes R_E und eines Blindwiderstandes X_E. Diesen Fall zeigt Bild 6.10.a als Ersatzschaltbild. Da $Z_A < Z_S$, ist dieser Blindwiderstand X_E induktiv. Um einen reellen Z_S zu erhalten, muß der induktive Blindanteil durch einen gleichgroßen kapazitiven Blindwiderstand kompensiert werden. Das geschieht, indem eine Kapazität parallelgeschaltet wird, wie in Bild 6.10.b dargestellt.

Der umgekehrte Fall liegt vor, wenn der Abschlußwiderstand Z_A einen größeren Wert hat als der Wellenwiderstand Z_S der Leitung (Bild 6.11.a). Dann ist Z_E mit einem kapazitiven Blindanteil X_E beaufschlagt, der durch die Parallelschaltung einer Induktivität kompensiert werden muß (Bild 6.11.b).

Damit besteht die Eingangsimpedanz Z_E nur noch aus dem Realteil R_E. Je nach Leitungslänge kann $R_E = Z_E$ einen Wert zwischen Z_A (bei Leitungslänge 0) und $\frac{Z_S^2}{Z_A}$

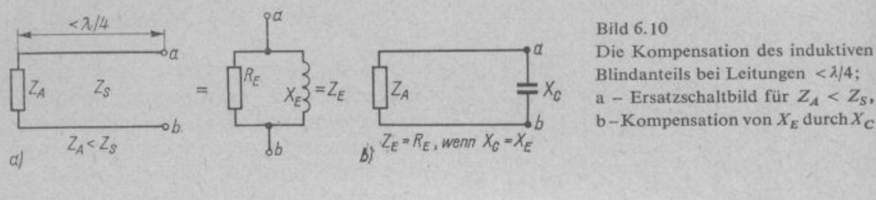


Bild 6.10
Die Kompensation des induktiven Blindanteils bei Leitungen <λ/4;
a – Ersatzschaltbild für $Z_A < Z_S$,
b – Kompensation von X_E durch X_C

Bild 6.11
Die Kompensation des kapazitiven Blindanteils bei Leitungen <λ/4;
a – Ersatzschaltbild für $Z_A > Z_S$,
b – Kompensation von X_E durch X_L

(Leitungslänge elektrisch = λ/4) einnehmen.

Die Viertelwellenanpaßleitung ist die praktische Anwendung dieser Erkenntnisse. Nach Bild 6.12. schließt man eine Speiseleitung mit dem Wellenwiderstand Z_S direkt an den Fußpunkt der Antenne Z_A an, der durch einen Widerstand dargestellt wird. Wenn Z_S nicht gleich Z_A ist, besteht keine Anpassung, und es treten stehende Wellen auf. Deren Welligkeitsfaktor s wird direkt vom Verhältnis Z_A zu Z_S bestimmt ($s = Z_A/Z_S$ bzw. $s = Z_S/Z_A$).

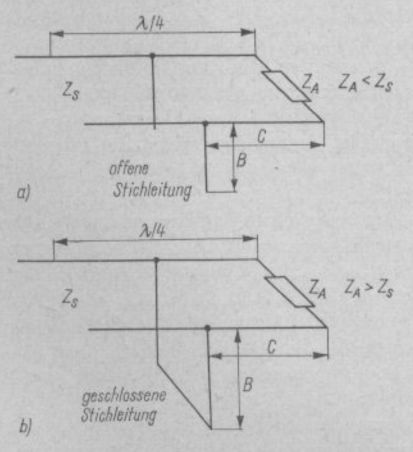


Bild 6.12. Schema der Viertelwellenanpaßleitung;
a – offene Stichleitung, wenn $Z_A < Z_S$,
b – geschlossene Stichleitung, wenn $Z_A > Z_S$

In der Entfernung C vom Speisepunkt Z_A entspricht der Scheinwiderstand dem Wellenwiderstand Z_S der Speiseleitung, aber er ist dort mit einem Blindwiderstand beaufschlagt. Kompensiert man an dieser Stelle den Blindanteil durch eine Stichleitung (»Blindschwanz«), dann hat Z einen reellen Wert und es herrscht Anpassung, d.h., die Speiseleitung ist nun stehwellenfrei geworden.

Hat Z_A einen kleineren Wert als Z_S, dann muß mit einem offenen Stub (Bild 6.12.a) kompensiert werden (Kapazität). Wird dagegen Z_A größer als Z_S, findet ein geschlossener Stub (Induktivität) nach Bild 6.12.b Verwendung.

Daraus geht hervor, daß man zunächst feststellen muß, ob Z_A größer oder kleiner als Z_S ist. Diese Entscheidung bereitet keine Schwierigkeiten, denn der Wellenwiderstand Z_S der Speiseleitung dürfte immer genau bekannt sein (s. Abschn. 5.1.1.), und der Fußpunktwiderstand Z_A der üblichen Kurzwellenantennen wird meist in den Beschreibungen angegeben oder läßt sich mit hinreichender Genauigkeit abschätzen. Allgemein kann man sagen, daß der Speisepunktwiderstand einer im Strombauch gespeisten Antenne niedrige Werte aufweist (z.B. Halbwellendipol),

deshalb ist in diesem Falle praktisch immer $Z_A < Z_S$. Handelt es sich um eine spannungsgespeiste Antenne (z.B. Ganzwellendipol oder endgespeister Strahler), so liegt eine große Speisepunktimpedanz vor ($Z_A > Z_S$).

Der Abstand C zwischen dem Antennenspeisepunkt Z_A und den Anschlußpunkten für den Stub sowie die Länge B der Stichleitung sind vom Wellenwiderstand Z_S der Speiseleitung und dem der Stichleitung bzw. dem Verhältnis Z_A zu Z_S abhängig. Weil Z_A/Z_S bzw. Z_S/Z_A gleichzeitig den Welligkeitsfaktor s darstellt, sind der Abstand C und die Länge B eine Funktion des Welligkeitsfaktors s. Wenn Speiseleitung und Stichleitung den gleichen Wellenwiderstand haben, gelten für den Fall, daß $Z_A > Z_S$ (geschlossener Stub), die Beziehungen

$$\tan C = \sqrt{s} \tag{6.7.}$$

und

$$\cot B = \frac{s-1}{\sqrt{s}}. \tag{6.8.}$$

Wenn $Z_A < Z_S$ (offener Stub), so errechnen sich die Längen nach

$$\cot C = \sqrt{s} \tag{6.9.}$$

und

$$\tan B = \frac{s-1}{\sqrt{s}}. \tag{6.10.}$$

Die Längen C und B sind in Winkelgraden ausgedrückt. Zur Umrechnung dient die Beziehung

$$\text{Länge in Grad} = 360 \cdot \text{Länge in } \lambda. \tag{6.12.}$$

In Auswertung obiger Gl. sind die Kurven Bild 6.13. und 6.14. entstanden. Aus ihnen lassen sich ohne besondere Rechenarbeit die Werte für A, B und C (A = B + C) in Abhängigkeit vom Stehwellenverhältnis bzw. dem Welligkeitsfaktor s entnehmen.

Dabei wird vorausgesetzt, daß der Wellenwiderstand der Anpaßleitung Z_L gleich dem Wellenwiderstand der Speiseleitung Z_S ist. Darüber hinaus darf der Fußpunktwiderstand der Antenne Z_A keine Blind-

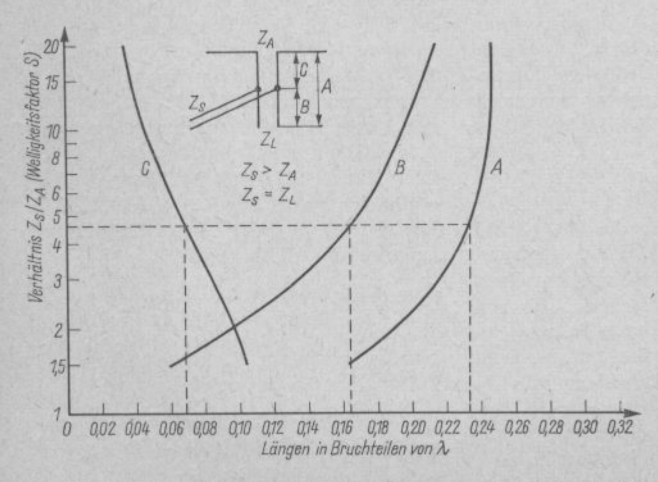


Bild 6.13. Die Länge der offenen Stichleitung B sowie der Strecken C und A in Abhängigkeit vom Welligkeitsfaktor s. Längenangaben in λ

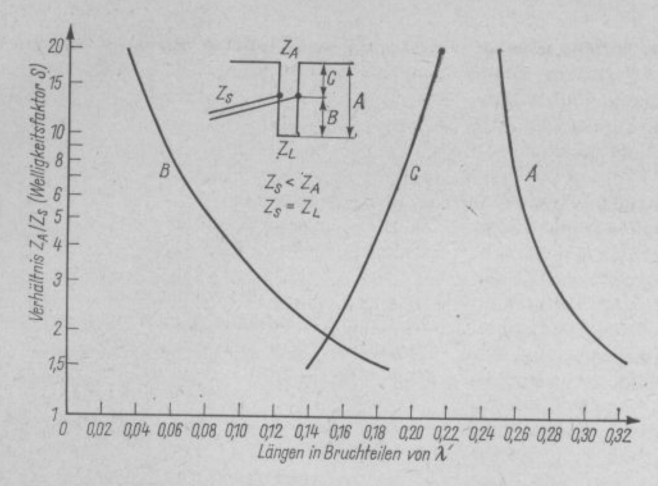


Bild 6.14. Die Länge der geschlossenen Stichleitung B sowie der Strecken C und A in Abhängigkeit vom Welligkeitsfaktor s. Längenangaben in λ

anteile enthalten. Das bedeutet, daß sich die Antenne in Resonanz mit der Betriebswellenlänge befinden muß.

Da es sich bei der Viertelwellenanpassung um eine abgestimmte Leitung handelt, muß der Verkürzungsfaktor der dazu verwendeten Leitungsstücke berücksichtigt werden. Bei luftisolierten Paralleldrahtleitungen beträgt V durchschnittlich 0,975; mit diesem Wert sind die ermittelten Streckenwerte zu multiplizieren. Für handelsübliche Leitungen mit Kunststoffdielektrikum werden die Verkürzungsfaktoren in den Datenblättern angegeben.

Beispiel
Ein Halbwellendipol für das 40-m-Band (Resonanzfrequenz 7025 kHz, entsprechend rund 42,7 m Wellenlänge) hat einen Fußpunktwiderstand von 65 Ω. Er soll über eine Viertelwellenanpaßleitung an eine symmetrische Zweidrahtleitung vom Typ *300A7-1* (Wellenwiderstand $Z_S = 300\ \Omega$, Verkürzungsfaktor $V = 0{,}8$) angepaßt werden. Die Anpaßleitung wird aus dem gleichen Leitungstyp hergestellt.

Zunächst stellt man fest, daß der Wellenwiderstand Z_S (= 300 Ω) größer ist als der Fußpunktwiderstand Z_A (= 65 Ω). Es muß deshalb ein *offener* Stub verwendet werden, und die Kurven in Bild 6.13. haben Gültigkeit.

Die Welligkeit s ergibt sich aus $Z_S : Z_A = 300 : 65 \approx 4{,}6$. Man sucht auf der senkrechten Teilung den Punkt 4,6 und geht von dort aus waagrecht bis zum Schnittpunkt mit Kurve C. Vom Schnittpunkt aus fällt man das Lot und findet auf der waagrechten Wellenlängenteilung für die Strecke C eine Länge von $0{,}068\,\lambda$. Der Schnittpunkt mit Kurve B ergibt eine Stublänge B von $0{,}165\lambda$. Die Feststellung der Gesamtlänge A über Kurve A könnte entfallen, denn sie ergibt sich bereits aus $B + C = 0{,}233\lambda$.
Die Ausrechnung der Längen für eine Wellenlänge von 42,7 m ergibt

$$C = 42{,}7 \cdot 0{,}068 = 2{,}9036\ \text{m},$$
$$B = 42{,}7 \cdot 0{,}165 = 7{,}0455\ \text{m}.$$

Nun ist noch der Verkürzungsfaktor der Leitung mit 0,8 zu berücksichtigen.

$$C = 2{,}9036 \cdot 0{,}8 = 2{,}32288\ \text{m}$$
$$B = 7{,}0455 \cdot 0{,}8 = 5{,}63640\ \text{m}$$

Daraus ergibt sich, daß Anpassung besteht, wenn rund 2,32 m vom Antennenspeise-

punkt entfernt (Strecke C) die Speiseleitung angezapft wird und man dort einen rund 5,64 m langen offenen Stub (Länge B) aus der gleichen Bandleitung anlötet. Dieses Beispiel ist in Bild 6.13. gestrichelt eingezeichnet.

Die besten Anpassungsergebnisse werden erzielt, wenn ein Stehwellenmeßgerät zur Verfügung steht. Dann wird zunächst die Antenne direkt mit der vorgesehenen Speiseleitung (*ohne* angesetztem Stub) verbunden und das auftretende Stehwellenverhältnis gemessen. Da die Messung den exakten Wert des Welligkeitsfaktors *s* ergibt, so lassen sich auch aus Bild 6.13. bzw. Bild 6.14. genaue Werte für B und C ermitteln. Ohne die Speiseleitung noch einmal entfernen zu müssen, kann dann im Abstand C vom Antennenfußpunkt die Stichleitung B an die Speiseleitung angelötet werden, und die Anpassung ist hergestellt.

Die zeichnerisch unterschiedliche Darstellung der Stichleitung in Bild 6.12. und die als Viertelwellenanpaßleitung in Bild 6.13. und Bild 6.14. könnte vermuten lassen, daß es sich hier um 2 verschiedene Anpassungsarten handelt. Tatsächlich besteht nur ein kleiner Unterschied in der konstruktiven

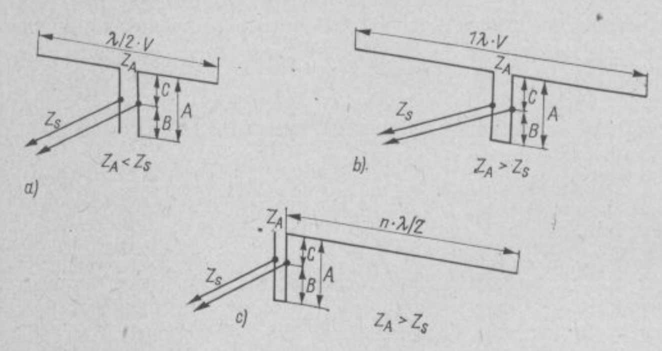


Bild 6.15. Anwendungsbeispiele für die Viertelwellenanpassung; a – Halbwellendipol, b – Ganzwellendipol, c – endgespeiste Antenne

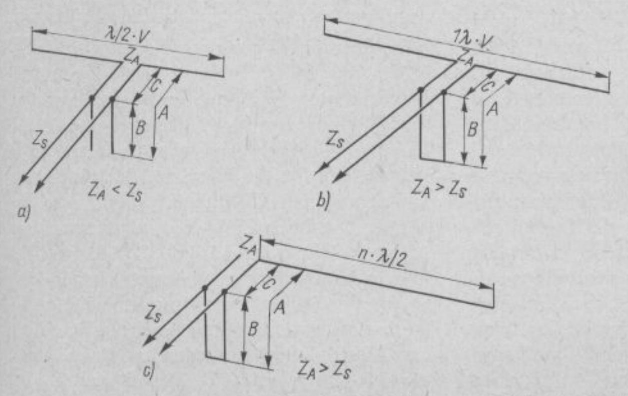


Bild 6.16. Anwendungsbeispiele für die Stichleitung; a – Halbwellendipol, b – Ganzwellendipol, c – endgespeiste Antenne

Gestaltung, elektrisch sind beide Arten der Zusammenschaltung völlig gleichwertig. In Bild 6.15. werden verschiedene Anwendungsbeispiele für die Viertelwellenanpassung zeichnerisch dargestellt, während Bild 6.16. die gleichen und auch elektrisch gleichwertigen Beispiele mit Stichleitung zeigt. Jeweils unter a ist der bekannte Halbwellendipol aufgeführt, b stellt den am Speisepunkt hochohmigen Ganzwellendipol dar und c zeigt einen endgespeisten Strahler, dessen Länge ein beliebiges Vielfaches von $\lambda/2$ betragen kann. Endgespeiste Strahler sind am Speisepunkt hochohmig, sie müssen deshalb eine geschlossene Stichleitung erhalten.

Die Leitung B soll möglichst im rechten Winkel von der Speiseleitung weggeführt werden. Dieser Forderung entsprechend, muß man nach den örtlichen Verhältnissen entscheiden, ob die konstruktive Ausführung nach Bild 6.15. als Viertelwellenanpaßleitung oder die nach Bild 6.16. als Stichleitung günstiger ist.

Auf allen abgestimmten Leitungen befinden sich stehende Wellen. Zur Vermeidung von größeren Verlusten sollten deshalb die Leitungsstücke B und C aus möglichst dicken Drähten hergestellt und hochwertige Isolatoren verwendet werden. Das gilt besonders, wenn das Verhältnis $Z_A:Z_S$ bzw. $Z_S:Z_A$ sehr hoch ist (großes Stehwellenverhältnis). Bis zu einem Welligkeitsfaktor von etwa $s = 5$ braucht man jedoch auch bei Verwendung von dünneren Drähten und mäßiger Isolation noch nicht mit nennenswerten Verlusten zu rechnen. In solchen Fällen kann die handelsübliche UKW-Bandleitung verwendet werden.

Mit einer Stichleitung läßt sich auch Anpassung erzielen, wenn der Antennenspeisepunktwiderstand Z_A einen Blindanteil aufweist. Ist Z_A komplex, dann verschiebt sich die Strom- und Spannungsverteilung auf der Leitung in Abhängigkeit von der Größe und dem Charakter des Blindanteiles. Diese Verschiebung erfolgt so, daß die Strom- und Spannungsmaxima bzw. -minima der stehenden Welle nicht mehr um elektrisch genau $\lambda/4$ (bzw. $n \cdot \lambda/4$) vom Antennenfußpunkt entfernt auf der Leitung auftreten, wie das bei einem reellen Fußpunktwiderstand der Fall ist. Deshalb muß man mit geeigneten Meßmitteln beim Antennenfußpunkt beginnend den ersten Stromknoten oder Strombauch auf der Leitung suchen. Von diesem Punkt ausgehend *in Richtung zum Sender* (bzw. Empfänger), müssen dann die Längen C und B hergestellt werden. Geht man von einem Strombauch aus (Spannungsminimum), ist für die Errechnung von C und B Bild 6.13. maßgebend, handelt es sich bei dem Beziehungspunkt um einen Stromknoten (Spannungsmaximum), gilt Bild 6.14. Für Amateure, die nur über unzureichende Meßmittel verfügen, läßt sich diese Methode kaum anwenden. Im übrigen wird man immer versuchen, die Antenne in Resonanz mit der Betriebsfrequenz zu betreiben, dann ist auch ihr Fußpunktwiderstand Z_A reell.

6.6.1. Die unsymmetrische Stichleitung

Soll eine endgespeiste Antenne über eine Viertelwellenanpaßleitung erregt werden, so ist die Verwendung von Koaxialkabel als Speiseleitung besonders günstig. Der unsymmetrische Einspeisungspunkt findet im ebenfalls unsymmetrischen Koaxialkabel seine ideale Fortsetzung. Das Koaxialkabel ist überdies wetterfest und verhindert wegen seiner nahezu vollkommenen Abschirmung unerwünschte Abstrahlungen (TVI und BCI). Selbstverständlich stellt man in diesem Fall die Stichleitung und die Speiseleitung aus dem gleichen Koaxialkabeltyp her. Die vorherigen Ausführungen haben auch für die koaxiale Viertelwellenanpassung volle Gültigkeit.

Da am offenen Ende eines abgestimmten Antennenleiters der Länge $\lambda/2$ (oder $n \cdot \lambda/2$) immer ein Spannungsmaximum vorhanden ist, muß auch der Speisepunkt einer endgespeisten Antenne sehr hochohmig sein. Das Koaxialkabel hingegen hat einen Wellenwiderstand um 60 Ω. Deshalb ist Z_A in jedem Fall viel größer als Z_S. Daraus geht hervor, daß eine geschlossene Stichleitung

verwendet werden muß, wobei die Abmessungen C und B aus Bild 6.14. zu ersehen sind. Da die Speisepunktimpedanz dieser endgespeisten Antennen immer > 1000 Ω ist, kann man in allen Fällen mit einem Welligkeitsfaktor s von 20 rechnen. Das besagt, daß sich der Anzapfpunkt für die Stichleitung (Länge C) rund 0,216λ vom Speisepunkt entfernt befindet und daß die dort angesetzte geschlossene Stichleitung eine Länge B von 0,034λ haben muß.

Beim Errechnen der erforderlichen Kabellängen und der Lage des Anzapfpunktes ist der Verkürzungsfaktor des Koaxialkabels zu berücksichtigen. Da dieser durchschnittlich bei 0,66 liegt (s. Kabelliste im Anhang), sind die errechneten Werte mit diesem Faktor zu multiplizieren.

Für die Stichleitung wird ein Stück Koaxialkabel so zugeschnitten, daß die elektrische Länge 0,034λ beträgt. Am unteren Ende dieses Leitungsstückes verlötet man den Innenleiter mit dem Außenleiter (geschlossener Stub!); dort entsteht also ein Kurzschluß. Der einwandfreie Anschluß der Anzapfung erfordert etwas Geschick. Man entfernt an der Stelle des zukünftigen Anzapfpunktes einige Zentimeter von dem Außenschutzmantel (PVC) des Speisekabels. Dann drückt man den nunmehr freiliegenden Außenleiter des Kabels (Abschirmgeflecht) möglichst weit auseinander, so daß das Dielektrikum (meist *Polyisobutylen*) gut zugänglich ist. Das Dielektrikum wird jetzt so weit entfernt, daß man den Innenleiter der Stichleitung an den freiliegenden Innenleiter des Speisekabels löten kann. Anschließend muß die Verbindungsstelle wieder gut mit einem geeigneten Kleber (z.B. *Duosan*) vergossen werden. Dabei dürfen sich Innen- und Außenleiter am Anzapfpunkt nicht berühren. An der Anzapfstelle wird dann der Außenleiter des Stubs mit dem Außenleiter des Speisekabels sauber verlötet. Die gesamte Verbindungsstelle muß schließlich noch mit einem guten Kunststoffklebeband wasserdicht umwickelt werden. Bild 6.17. zeigt die koaxiale Stichleitung.

Eine mechanisch und elektrisch ideale, aber nicht ganz billige Lösung ergibt sich, wenn im Anzapfpunkt eines der käuflichen T-Stücke für Koaxialkabel eingesetzt wird. Dazu braucht man dann noch 3 passende Koaxialkabelschraubstecker.

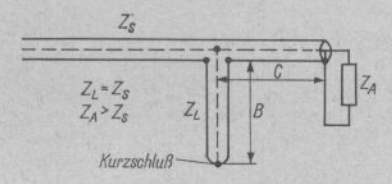


Bild 6.17. Die koaxiale Stichleitung

Den freihängenden Kabelschwanz darf man zu einem Ring aufwickeln. Das Speisekabel selbst kann beliebig verlegt werden, da es keinerlei äußeren Einflüssen mehr unterliegt.

Ein weiterer und oft praktizierter Anwendungsfall für die koaxiale Stichleitung besteht bei der Anpassung von Viertelwellenstrahlern, die senkrecht über einem Erdnetz oder über Gegengewichten errichtet sind, die sogenannten Groundplane-Antennen. Hier ist der Speisepunkt ebenfalls unsymmetrisch, und der Fußpunktwiderstand liegt bei 30 Ω (s. Abschn. 19.4.1.).

6.7. Die Anpassung mit konzentrierten Schaltelementen

Analog dem Viertelwellentransformator (6.5.) kann die elektrische Wirkung eines Q-Match auch durch die entsprechende Zusammenschaltung von Spulen und Kondensatoren erreicht werden. Eine solche Anpassungsschaltung zeigt Bild 6.18.

Unter der Voraussetzung, daß der Fußpunktwiderstand Z_A des Strahlers kleiner ist als der Wellenwiderstand Z_E der symmetrischen Speiseleitung, errechnen sich die erforderlichen induktiven Widerstände der Spulen X_L nach

$$X_L = \frac{Z_A}{2}\sqrt{\frac{Z_E}{Z_A} - 1}.$$

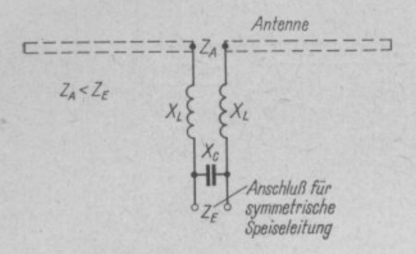


Bild 6.18. Die Anpassung mit konzentrierten Schaltelementen

Beispiel

$Z_A = 30\,\Omega$

$Z_E = 300\,\Omega$

$$X_L = \frac{30}{2}\sqrt{\frac{300}{30} - 1}$$

$$= 15\sqrt{9} = 45\,\Omega$$

Der induktive Widerstand der Spulen X_L beträgt je $45\,\Omega$. Den kapazitiven Widerstand erhält man aus

$$X_C = \frac{Z_E}{\sqrt{\frac{Z_E}{Z_A} - 1}}.$$

Mit den Werten des Beispiels wird

$$X_C = \frac{300}{\sqrt{\frac{300}{30} - 1}} = \frac{300}{\sqrt{9}} = 100\,\Omega.$$

Der kapazitive Widerstand des Kondensators X_C muß $100\,\Omega$ werden. Um zu den praktischen Werten für die Spulen in μH und für den Kondensator in pF zu kommen, müßte man nun errechnen, welche Induktivität dem festgestellten induktiven Widerstand und welche Kapazität dem festgestellten kapazitiven Widerstand bei der vorgesehenen Betriebsfrequenz entspricht. Durch die Verwendung der Nomogramme (Bild 6.19. und Bild 6.20.) kann dieser etwas umständliche Rechengang erspart werden; das Ergebnis ist für die Praxis ausreichend genau. Für unser Beispiel, das als X_L einen induktiven Widerstand von $45\,\Omega$ forderte, erhält man aus Bild 6.19. für das 40-m-Band eine Induktivität von rund $1\,\mu$H (gestrichelt eingezeichnet). X_C war mit einem kapazitiven Widerstand von $100\,\Omega$ errechnet. Aus Bild 6.20. ist ersichtlich, daß für eine Betriebsfrequenz im 40-m-Band der geforderte kapazitive Widerstand X_C von $100\,\Omega$ durch einen Kondensator von 225 pF dargestellt werden kann. Auch dieses Beispiel ist in Bild 6.20. eingezeichnet.

Leider benutzt der Amateur diese Anpassungsmethode nur sehr selten. Sie ist besonders im Kurzwellenbereich recht zweckmäßig, da der Kondensator und die beiden Spulen bequem in einer wasserdichten Kunststoffdose untergebracht werden können. Letztere wird direkt am Speisepunkt des Strahlers befestigt. Es ist günstig, den Kondensator in bestimmten Grenzen variabel zu halten (Drehkondensator oder Festkondensator mit parallelgeschaltetem Lufttrimmer); mit ihm kann dann noch ein Feinabgleich auf geringstes Stehwellenverhältnis durchgeführt werden.

6.7.1. Die *Boucherot*-Brücke als Anpassungsglied

Durch die Kombination von Spulen und Kondensatoren nach Art einer *Boucherot*-Brücke kann ebenfalls eine Impedanzwandlung herbeigeführt werden. Bild 6.21. zeigt die Prinzipschaltung sowie ein praktisches Beispiel.

Die Berechnung der erforderlichen Werte für die Schaltelemente ist einfach. Zuerst wird die benötigte Brückenimpedanz Z_T festgestellt. Sie errechnet sich aus

$$Z_T = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}.$$

Da $Z_T = X_L = X_C$ ist, stellt die Impedanz von Z_T gleichzeitig den Wert für den in-

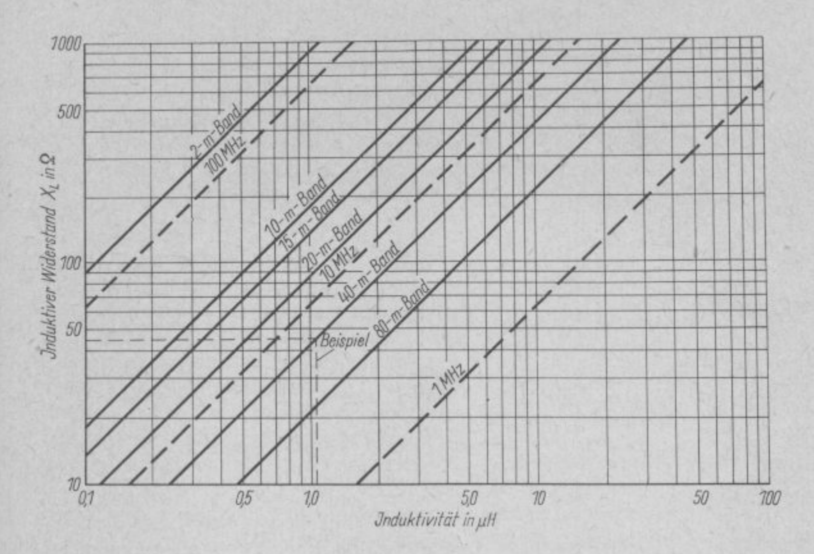


Bild 6.19. Induktiver Widerstand X_L und Induktivität einer Spule in Abhängigkeit von der Frequenz

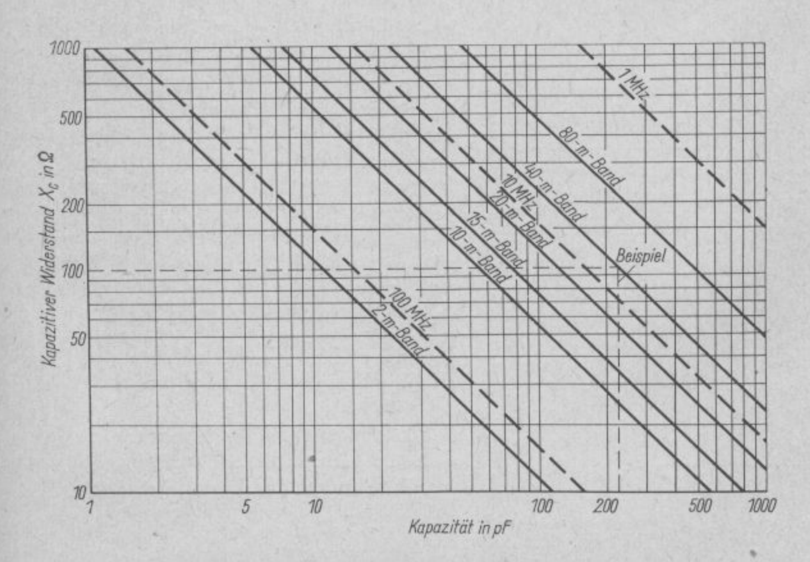
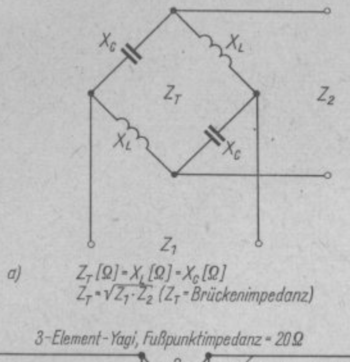


Bild 6.20. Kapazitiver Widerstand X_C und Kapazität eines Kondensators in Abhängigkeit von der Frequenz



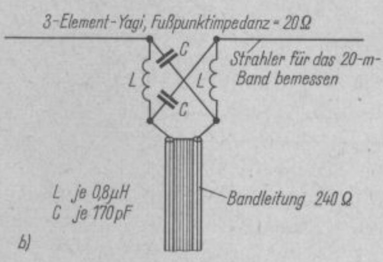


Bild 6.21. Die Anpassung mit einer *Boucherot*-Brücke; a – Prinzipschaltung, b – praktisches Beispiel

duktiven Widerstand X_L und den kapazitiven Widerstand X_C dar. Nun kann für die gewünschte Betriebsfrequenz der erforderliche Wert von X_L in µH aus Bild 6.19. abgelesen werden. X_C in pF geht abhängig von der Frequenz aus Bild 6.20. hervor.

Beispiel
Eine 3-Element-*Yagi*-Antenne für das 20-m-Band hat einen Fußpunktwiderstand Z_1 von 20 Ω. Sie soll mit einer 240-Ω-Bandleitung Z_2 gespeist werden. Wir errechnen die Brückenimpedanz mit

$$Z_T = \sqrt{20 \cdot 240} = \sqrt{4800} \approx 70\ \Omega.$$

Da $Z_T = X_L = X_C$ ist, beträgt der induktive Widerstand der Spulen X_L je 70 Ω ebenso wie der kapazitive Widerstand X_C jedes Kondensators. Aus Bild 6.19. ist ersichtlich, daß für $X_L = 70\ \Omega$ im 20-m-Band die Induktivität rund 0,8 µH beträgt; aus Bild 6.20. läßt sich für $X_C = 70\ \Omega$ eine Kapazität von 170 pF ablesen.

6.7.2. Das Transformationsglied nach *Seefried*

Eine weitere Anpassungsschaltung mit konzentrierten Elementen ist das Transformationsglied nach *Seefried*. Es läßt sich überall dort verwenden, wo ein unsymmetrisches Speisekabel an eine unsymmetrische Antenne (z. B. Viertelwellenstab, Groundplane usw.) angepaßt werden soll. Das Schaltbild der aus 2 gleichartigen Spulen und einem Kondensator bestehenden Anordnung zeigt Bild 6.22.

Die erforderliche Impedanz des Transformationsgliedes Z_T errechnet sich nach der bereits bekannten Formel

$$Z_T = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}.$$

Der erhaltene Wert für Z_T stellt gleichzeitig den induktiven Widerstand von X_L und den kapazitiven Widerstand von X_C dar. Die Induktivität der beiden Spulen X_L in µH und die Kapazität von X_C in pF, abhängig von der Betriebswellenlänge, kann aus den Bildern 6.19. und 6.20. abgelesen werden.

Ein praktisches Beispiel für die Berechnung und Anwendung des Transformationsgliedes nach *Seefried* wird in Abschnitt 19.4.1. beschrieben. Es ist zu beachten, daß die beiden Spulen möglichst nicht miteinander koppeln. Ein Aufbau ähnlich Bild 19.11. wird empfohlen.

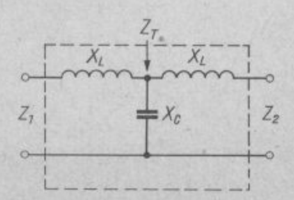


Bild 6.22. Das Transformationsglied nach *Seefried*

6.8. Behelfsmäßige Methoden der Antennenanpassung

Für den Amateur, der in Ermangelung geeigneter Meßgeräte seine Antenne nur annähernd genau an den Empfängereingang anpassen kann, wird nachstehend beschrieben, wie die Anpassung behelfsmäßig korrigiert und wie Blindwiderstände kompensiert werden können.

Bekannt ist der kapazitive Schieber, der an geeigneter Stelle auf einer UKW-Bandleitung befestigt wird. Wie aus Bild 6.23. ersichtlich, besteht er aus einem Blechstreifen, der so um die Bandleitung gelegt wird, daß sich seine Enden überlappen, aber nicht berühren. Die Breite des Blechstreifens kann im Frequenzbereich von 100 bis 250 MHz etwa 2 bis 4 cm betragen. Im Bereich von 30 bis 100 MHz verbreitert man ihn auf 5 bis 10 cm. Dieser kapazitive Schieber wird nun so lange auf der Bandleitung verschoben, bis eine Stellung mit bestem Empfang bzw. kontrastreichstem Fernsehbild festzustellen ist. An diesem Punkt klemmt man den Metallstreifen fest. Besser, jedoch viel umständlicher ist es, die Speiseleitung etwas länger als räumlich erforderlich zu bemessen und diese dann am empfängerseitigen Ende so lange Zentimeter für Zentimeter zu verkürzen, bis sich bester Empfang bzw. bestes Fernsehbild einstellt.

Eine weitere Korrekturmethode der Speiseleitungsanpassung besteht darin, einen behelfsmäßigen Anpassungsstub nach Bild 6.24. an den Empfängereingang anzuschließen. Das Bandleitungsstück wird etwas länger als $\lambda/4$ geschnitten und bleibt unten offen. Dann werden die beiden Leiter mit der Schnittfläche einer Rasierklinge an verschiedenen Punkten kurzgeschlossen, bis die Stelle besten Empfanges gefunden ist. Dort wird dann eine feste Kurzschlußbrücke eingelötet.

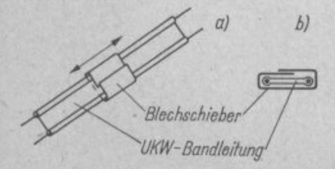


Bild 6.23. Die behelfsmäßige Anpassung durch einen kapazitiven Schieber

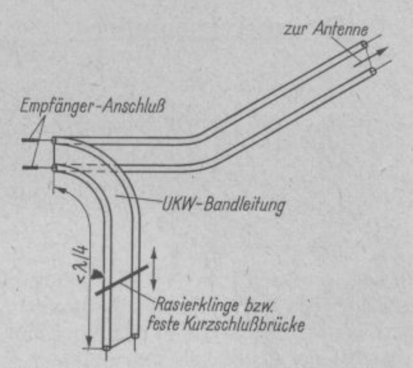


Bild 6.24. Der behelfsmäßige Anpassungsstub am Empfängereingang

Alle genannten behelfsmäßigen Korrekturen am Empfängereingang sind als Notlösungen zu betrachten. Sie können eine technisch einwandfreie Anpassung am Speisepunkt der Antenne nicht ersetzen, denn stehende Wellen auf der Speiseleitung lassen sich durch behelfsmäßige Korrekturmaßnahmen am Empfängereingang nicht beseitigen. Sie bewirken lediglich, daß sich die Speiseleitung wie eine abgestimmte Leitung (s. Abschn. 5.3.2.) verhält.

Stehende Wellen auf einer an sich richtig angepaßten Paralleldrahtleitung können durch eine unzweckmäßige Speiseleitungsführung auftreten. Das kann z. B. dann der Fall sein, wenn die Leitung auf anderen Leitern aufliegt (Dachrinnen usw.) oder mit diesen Leitern in geringem Abstand parallelläuft. Dadurch wird an diesen Stellen der Wellenwiderstand der Speiseleitung herabgesetzt, und es werden stehende Wellen ausgebildet. In solchen oft vorkommenden Fällen können die geschilderten behelfsmäßigen Korrekturmaßnahmen Erfolg haben, ohne daß damit der Grund des Übels beseitigt wäre.

7. Symmetriewandler

Fast alle gebräuchlichen UKW-Antennen und ein großer Teil der Kurzwellenstrahler stellen symmetrische Gebilde dar. Wird die Symmetrie an einer Stelle der Antennenanlage gestört, treten Strahlungsverluste auf. UKW-Bandleitungen, abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitungen und alle Selbstbau-Zweidrahtleitungen sind symmetrisch aufgebaut und deshalb zur Speisung symmetrischer Antennen geeignet.

In vielen Fällen erscheint es aber zweckmäßig, unsymmetrisch aufgebaute koaxiale Kabel zur Speisung zu verwenden, da diese – wie in Abschnitt 5.1.3. erläutert – zahlreiche Vorteile bringen können.

Speist man eine symmetrische Antenne über ein koaxiales Kabel, so wird – auch wenn der Fußpunktwiderstand der Antenne mit dem Wellenwiderstand des Kabels übereinstimmt – die Antenne durch das Kabel unsymmetrisch belastet. Als Folge davon treten auf dem Kabelmantel Ausgleichströme (sogenannte Mantelwellen) auf; sie verursachen eine Verluststrahlung. Die ungleichförmige Erregung der Antenne bewirkt außerdem, daß die Richtcharakteristik der Antenne verformt wird, die Antenne »schielt«. Weitere unbeabsichtigte Richt- und Auslöschungseffekte können sich darüber hinaus durch Interferenz der vom Kabel abgestrahlten Mantelwellen mit der von der Antenne abgegebenen Strahlung einstellen.

Auf die Vorzüge koaxialer Kabel muß jedoch auch bei der Speisung symmetrischer Antennen nicht verzichtet werden, denn es gibt einige Möglichkeiten, die Kabelanschlüsse am Antennenfußpunkt erdsymmetrisch auszuführen. Derartige Vorrichtungen sind unter dem Sammelbegriff *Symmetrierglieder* oder *Symmetriewandler* bekannt.

7.1. Der Viertelwellensperrtopf

Das klassische Symmetrierglied ist der *Viertelwellensperrtopf*, dessen Ausführung Bild 7.1. zeigt.

Aus mechanischen Gründen bleibt die Anwendung des $\lambda/4$-Sperrtopfes in der gezeigten Ausführung auf das UKW- und Dezimeterwellengebiet beschränkt. Die Länge des metallischen Außenrohres beträgt $0{,}95\lambda/4$. Der Durchmesser D ist nicht besonders kritisch und liegt – wenn handelsübliche Koaxialkabel verwendet werden – zwischen 25 und 40 mm (Durchmesserverhältnis zwischen Außenrohr und Koaxialkabel etwa 3:1 bis 4:1). Der Sperrtopf ist unten durch eine Metallscheibe verschlossen. Das durch eine zentrale Bohrung ins Rohrinnere führende Speisekabel befreit man auf $\lambda/4$ Länge von seinem Kunststoff-

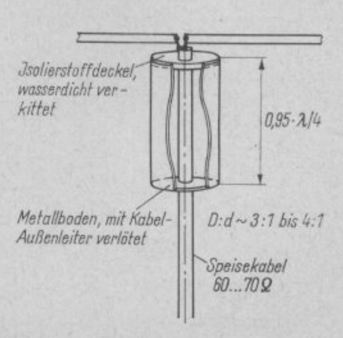


Bild 7.1. Der Viertelwellensperrtopf als Symmetriewandler

schutzmantel. Der nun freiliegende Außenleiter wird an seinem Eintrittspunkt in den Sperrtopf mit dem Topfboden verlötet. Die antennenseitige Topföffnung ist aus mechanischen Gründen mit einem Isolierstoffdeckel zu verschließen, der in seinem Mittelpunkt eine Bohrung zur konzentrischen Durchführung des Speisekabels erhält. Der Topfdeckel muß das Topfinnere gut gegen Regenwasser abdichten. Es darf mit geeigneten Dichtungsmitteln nicht gespart werden. Trolitulabfälle, in Chloroform aufgelöst, ergeben einen guten Dichtungskitt. Im Topfboden ist noch eine kleine Bohrung für den Wasserabfluß vorzusehen.

7.2. Das *Pawsey*-Symmetrierglied

Besonders einfach und auch im Kurzwellenbereich noch verwendbar ist das *Pawsey-Symmetrierglied* (Bild 7.2.). Für die Anfertigung dieses Symmetriewandlers genügt ein Stück Koaxialkabel beliebigen Wellenwiderstandes (Länge $0{,}95 \cdot \lambda/4$). Da der Kabelinnenleiter nicht gebraucht wird, kann sogar Kabel verwendet werden, das durch Wassereinwirkung »abgesoffen« ist und dadurch unbrauchbar wurde.

Bedeutung hat ausschließlich der Kabelaußenleiter, dessen Durchmesser gleich dem des Speisekabels sein muß. Das $\lambda/4$-Kabelstück hat an seinem unteren Ende metallische Verbindung mit dem Außenleiter des Speisekabels. Der Abstand X ist nicht kritisch und kann etwa 2 bis 4 cm betragen.

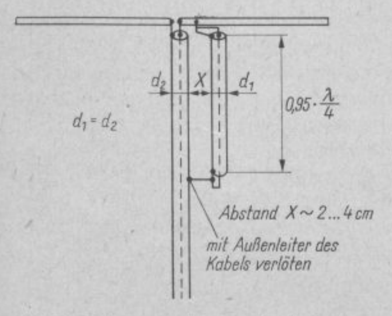


Bild 7.2. Das *Pawsey*-Symmetrierglied

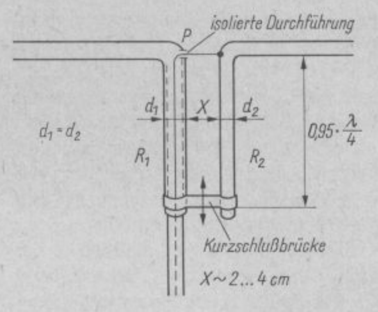


Bild 7.3. Das *Pawsey*-Glied, mechanisch abgewandelt

Bei gleicher Wirkungsweise und mit gleichem Erfolg kann das Viertelwellenkabelstück auch durch ein gleichlanges Stück Rohr oder Rundmaterial ersetzt werden, wie in Bild 7.3. angedeutet. Der Außendurchmesser des Viertelwellenstückes muß wieder dem Außenleiterdurchmesser des Koaxialkabels entsprechen.

7.3. Die *EMI*-Schleife

Wenn in Bild 7.4. die sogenannte *EMI*-Schleife gezeigt wird, so erkennt der aufmerksame Leser sofort, daß es sich hier um ein normales *Pawsey*-Symmetrierglied handelt. Bei der *EMI*-Schleife wurde lediglich ein besonderer mechanischer Aufwand getrieben (*EMI* = engl. Firmenname).

Das speisende Koaxialkabel wird in einer entsprechenden Länge (etwas länger als $\lambda/4$)

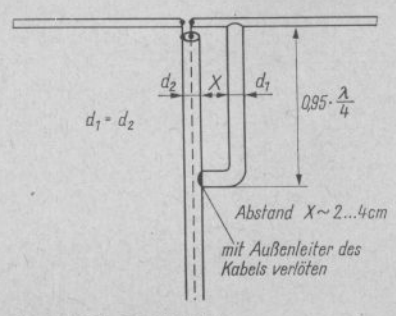


Bild 7.4. Die *EMI*-Schleife

von seinem isolierenden Außenschutzmantel befreit und in das linke Rohr R_1 eingeschoben. Der Außenleiter des Speisekabels bekommt dabei metallischen Kontakt mit dem Rohr R_1. Der Innenleiter des Kabels darf weder mit dem Außenleiter noch mit dem Rohr R_1 Verbindung haben. Er wird im Punkt P isoliert herausgeführt und mit dem gegenüberliegenden Rohr R_2 verlötet. Die Kurzschlußbrücke am Fußpunkt der *EMI*-Schleife bildet man gewöhnlich zum genauen Abgleich verstellbar aus. In gewissen Grenzen können mit dem verstellbaren Kurzschlußschieber auch Blindanteile des Antennenfußpunktes kompensiert werden.

7.4. Der Symmetrierstub

Eine sehr einfache Symmetrierung, die sich auch noch im Kurzwellenbereich gut ausführen läßt, zeigt Bild 7.5.

Es stellt ein an seinem unteren Ende kurzgeschlossenes Stück Koaxialkabel (Innenleiter mit Außenleiter verlötet) mit einer elektrischen Länge von $\lambda/4$ dar. Der Verkürzungsfaktor ist zu berücksichtigen; er beträgt bei den handelsüblichen Koaxialkabeln durchschnittlich 0,66. Um die geometrische Länge zu erhalten, muß man demnach $\lambda/4$ mit dem Faktor 0,66 multiplizieren. Der Abstand des $\lambda/4$-Stückes vom Speisekabel sollte mindestens 5 cm betragen. Am Antennenfußpunkt sind Speisekabel und Symmetrierleitung über Kreuz parallelgeschaltet (s. Bild 7.5.).

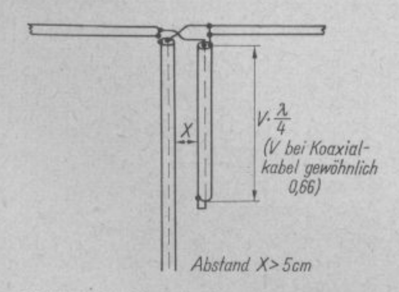


Bild 7.5. Der Viertelwellensymmetrierstub

Symmetrierglieder der bisher beschriebenen Art verändern die Widerstandsverhältnisse am Antennenfußpunkt nicht. Sie sind teilweise unter dem Namen *Bazooka* bekannt.

7.5. Die Umwegleitung

Eine Symmetrierung, die zusätzlich noch die Eigenschaften eines Transformationsgliedes hat, ist die *Halbwellenumwegleitung* (Bild 7.6.).

Die Umwegleitung besteht aus einer Koaxialkabelschleife mit der elektrischen Länge von $\lambda/2$. Um die geometrische Länge für $\lambda/2$ zu erhalten, muß man $\lambda/2$ mit dem Verkürzungsfaktor V des verwendeten Kabels multiplizieren. Der Einfachheit halber kann die Umwegschleife aus dem gleichen Kabelmaterial wie die Speiseleitung hergestellt werden. Da es sich um eine abgestimmte Leitung handelt, bei der die Widerstandsumwandlung nicht vom Wellenwiderstand der Leitung abhängig ist, bekommt dieser zweitrangige Bedeutung. Es können deshalb beliebige Koaxialkabelsorten für die Anfertigung der Umwegschleife verwendet werden.

Wie aus Bild 7.6. ersichtlich, wird der Außenleiter des Speisekabels mit dem Außenleiter der Umwegschleife verbunden. Eine metallische Verbindung zwischen den Außenleitern der beiden Kabel und dem Strahler besteht jedoch nicht. Die Verbindung der Innenleiter mit dem Strahler ist ebenfalls aus Bild 7.6. zu ersehen.

Das Transformationsverhältnis der Halbwellenumwegleitung beträgt 1:4. Es kann demnach ein Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand Z_S von 60 Ω über eine Halbwellenumwegleitung erdsymmetrisch und impedanzrichtig an einen Antenneneingangswiderstand Z_A von 240 Ω angepaßt werden. Die gleiche Umwegleitung läßt sich auch für die Impedanzverhältnisse 50/200 Ω oder 70/280 Ω bzw. 75/300 Ω verwenden, ohne daß man an der Leitung etwas ändern müßte.

Eine solche Umwegschleife wird auch als

Balun-Transformator kurz als *Balun* bezeichnet (engl. Abkürzung für **bal**anced-**un**balanced). Die relative Bandbreite b beträgt etwa 0,3 und eignet sich damit gut für alle praktischen Anwendungen im Amateurfunk.

Die Schleifenform einer Umwegleitung ist nicht bindend, sie kann den Erfordernissen entsprechend auch zu mehreren Windungen aufgerollt oder in beliebiger anderer Form verlegt werden.

Industrieantennen für den VHF- und UHF-Bereich haben fast ausschließlich einen Fußpunktnennwiderstand von 240 Ω symmetrisch. Diese Antennen können entweder direkt über eine symmetrische Bandleitung gespeist werden, oder sie sind über eine Halbwellenumwegleitung erdsymmetrisch an ein 60-Ω-Koaxialkabel anzupassen.

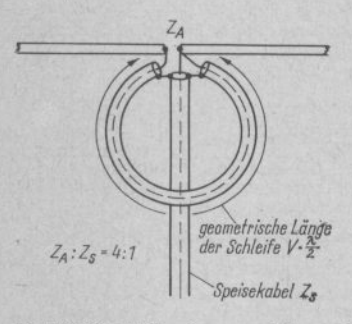


Bild 7.6. Die Halbwellenumwegleitung als symmetrierendes Transformationsglied

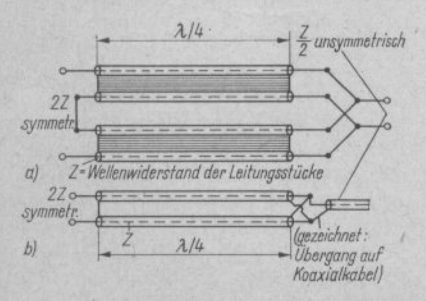


Bild 7.7. Die Balun-Leitung; a – für Bandleitung, b – für Koaxialkabel

7.6. Die Balun-Leitung

Wenn 2 gleich lange und gleichartige Leitungsstücke an ihrem einen Ende parallelgeschaltet werden und am entgegengesetzten Ende in Serie liegen, so findet ebenfalls – wie bei der Halbwellenumwegleitung – eine Widerstandstransformation, verbunden mit Symmetriewandlung, statt. Bei solchen Balun-Leitungen (Bild 7.7.) erscheint deren Wellenwiderstand Z am parallelgeschalteten Ende mit dem halben Wert $Z/2$ und ist dort unsymmetrisch. Das gegenüberliegende, in Serie geschaltete Leitungsende ist symmetrisch und hat eine Anschlußimpedanz, die dem doppelten Wellenwiderstand ($2Z$) der Balun-Leitung entspricht. Das mit der Symmetriewandlung verbundene Widerstands-Übersetzungsverhältnis beträgt deshalb 1:4.

Die Länge der beiden Leitungsstücke ist je $\lambda/4$. Bild 7.7. zeigt solche Balun-Leitungen für Koaxialkabel und für UKW-Bandleitung. Durch den sinnvollen Einsatz einer Balun-Leitung kann manche schwierig erscheinende Anpassungsaufgabe oft leicht und zweckentsprechend gelöst werden.

7.7. Die aufgewickelte Zweidrahtleitung als Symmetriewandler

Eine aufgewickelte Zweidrahtleitung entsprechender Windungszahl zeigt über einen sehr großen Frequenzbereich folgende Eigenschaften: Sie wirkt für unsymmetrische Ströme wie eine Drossel, schwächt dagegen symmetrische Ströme nur unmerklich. Die aufgewickelte Zweidrahtleitung stellt demnach einen fast frequenzunabhängigen Symmetriewandler dar. Sie läßt sich einfach und raumsparend herstellen, indem nach Bild 7.8. ein Stück UKW-Bandleitung passenden Wellenwiderstandes zu einer Spule aufgewickelt wird. Die Länge der aufzuwickelnden Doppelleitung ist nicht kritisch; sie beträgt im Optimum etwa $\lambda/4$ und kann zwischen $^1/_{10}\lambda$ und $^3/_8\lambda$ schwanken. Die Anschaltung dieser Symmetrierleitung an einen Dipol zeigt Bild 7.9.

In der dargestellten Form findet keine Impedanzumwandlung statt, der Wellenwiderstand der aufgewickelten Leitung muß deshalb gleich der Anschlußimpedanz sein.

Die Einsatzmöglichkeiten dieses aperiodischen Symmetriewandlers sind vielseitig. So kann z. B. ein symmetrischer Dipol von 60 Ω Fußpunktwiderstand mit einem unsymmetrischen Koaxialkabel von 60 Ω Wellenwiderstand gespeist werden, indem nach Bild 7.9. eine aufgewickelte 60-Ω-Bandleitung zwischen Antennenanschluß und Speisekabel geschaltet wird. Ebenso läßt sich z. B. an eine unsymmetrische Eintaktendstufe oder an ein »einbeiniges« *Collins*-Filter unter Zwischenschaltung einer aufgewickelten Doppelleitung eine symmetrische Zweidrahtspeiseleitung anschließen.

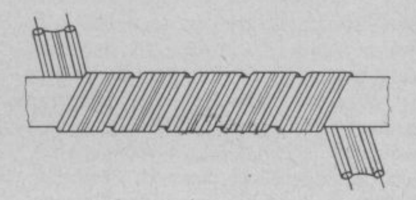


Bild 7.8. Zur Spule aufgewickelte UKW-Bandleitung

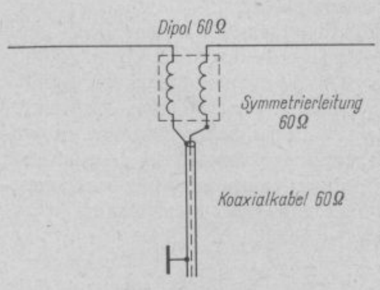


Bild 7.9. Die aufgewickelte Leitung als Symmetrierglied

7.7.1. Aufgewickelte Zweidrahtleitungen als Symmetrie- und Impedanzwandler

Verwendet man 2 aufgewickelte Zweidrahtleitungen in der gleichen Serienparallelschaltung wie die Balun-Leitung (7.6.), so weist dieses Gebilde auch die gleichen elektrischen Eigenschaften auf: Impedanzwandlung 4:1 und Übergang symmetrisch zu unsymmetrisch bzw. umgekehrt. Darüber hinaus zeichnet sich eine solche Balun-Spule noch durch einen sehr großen Frequenzbereich und geringen Platzbedarf aus (Bild 7.10.). Es gilt die gleiche Regel wie bei der Balun-Leitung:

Der Wellenwiderstand Z der aufgewickelten Leitung erscheint an der parallelgeschalteten Seite mit $Z/2$ unsymmetrisch und am anderen, in Serie geschalteten Ende als $2Z$ symmetrisch.

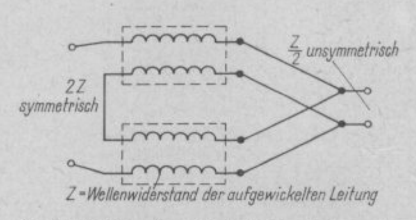


Bild 7.10. Die aufgewickelte Balun-Leitung als Anpassungs- und Symmetrierglied

Über eine solche Balun-Spulenanordnung kann z. B. ein 240-Ω-Faltdipol an ein koaxiales 60-Ω-Speisekabel impedanzrichtig angeschlossen werden (Bild 7.11.). Der Wellenwiderstand der Balun-Spulen muß in diesem Fall 120 Ω betragen ($Z/2 = 60\,\Omega$, $2Z = 240\,\Omega$).

Unter Verwendung einer symmetrischen 120-Ω-Leitung (Typ *120B1-1*) bereitet die

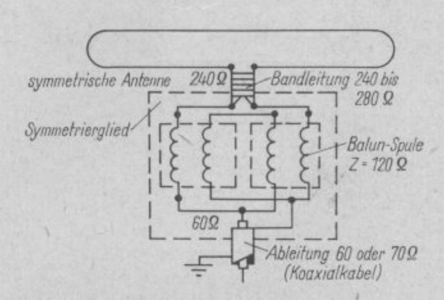


Bild 7.11. Praktisches Beispiel für den Einsatz einer Balun-Spule

Selbstherstellung solcher Balun-Spulen keine Schwierigkeiten und kann für den Einsatz im Kurzwellenbereich empfohlen werden. Jedoch ist die Verwendung von Balun-Spulen in Verbindung mit VHF- oder UHF-Antennen einfacher und im Endeffekt auch billiger, wenn sich der Amateur der industriell hergestellten Symmetrie- und Impedanzwandler bedient. Diese werden in verschiedenen Ausführungen geliefert, und zwar sowohl für Mastmontage als auch zum direkten Anstecken an das Gerät. Sie entsprechen in ihrem Aufbau der Schaltung nach Bild 7.11. und haben eine Bandbreite von 40 bis $\approx$800 MHz. Innerhalb dieses Frequenzbereiches tritt eine maximale Welligkeit s von 1,35 bei einer mittleren Dämpfung von 0,15 dB auf. Dieser praktische Bauteil wurde entwickelt, um symmetrische Antennen mit dem genormten Fußpunktwiderstand von 240 Ω an ein Koaxialkabel mit 60 Ω Wellenwiderstand impedanzrichtig anpassen zu können (Hersteller: VEB *Antennenwerk* Bad Blankenburg).

Derartige aufgewickelte Zweidrahtleitungen werden nach ihrem Erfinder auch als *Guanella*-Übertrager bezeichnet.

7.8. Die Koaxial-Doppeldrossel als Symmetriewandler

Auch die Amateure sind schon lange dazu übergegangen, ihre Antennen nach Möglichkeit über Koaxialkabel zu speisen, weil diese hinsichtlich ihrer einfachen Verlegung und der Witterungsbeständigkeit Vorteile bieten. Außerdem gibt die Speisung über Koaxialkabel maximale Sicherheit in bezug auf Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfanges. Koaxialkabel sind unsymmetrische Gebilde, während die meisten Amateurantennen symmetrisch gespeist werden. Speist man eine symmetrische Antenne über ein Koaxialkabel ohne Zwischenschaltung eines Symmetriewandlers, so tritt – wie bereits erwähnt – auf dem Kabelmantel eine Verluststrahlung (Mantelwelle) auf.

Die Mantelwellen wirken besonders dann stark und energieverzehrend, wenn die Länge des Speisekabels sich zufällig in Resonanz mit der benutzten Frequenz befindet.

Will man eine symmetrische Einbandantenne mit Koaxialkabel speisen, so läßt sich eines der zuvor beschriebenen Symmetrierglieder verwenden, oder es wird über eine Gamma- bzw. Omega-Anpassung gleichzeitig angepaßt und symmetriert (s. Abschn. 6.3., 6.4.).

Diese Verfahren versagen leider bei Mehrbandantennen im Kurzwellenbereich, weil die üblichen Symmetrieglieder frequenzabhängig sind.

Zur Unterdrückung der große Verluste verursachenden Mantelwellen wird häufig empfohlen, zwischen dem Antennenspeisepunkt und dem Außenmantel des Koaxialkabels eine Drosselspule einzufügen. Auf primitivste Weise geschieht das, indem man einfach einen Teil des Speisekabels am Antennenanschluß zu einem Bündel aufrollt. Diese Maßnahme hat jedoch nur geringe Wirkung. Etwas günstiger ist es, das antennenseitige Ende des Koaxialkabels zu einer sauberen Spule mit 10 bis 12 Windungen (Wdg.) bei 120 mm Spulendurchmesser ohne Windungsabstand aufzuwickeln. Damit läßt sich die Unbalance im 10-, 15- und 20-m-Amateurbereich etwas besser herabsetzen, dennoch bleibt es eine sehr unvollkommene Behelfslösung.

Ein wirkungsvoller und elektrisch günstiger Symmetriewandler für Mehrbandkurzwellenantennen ist die Koax-Doppeldrossel nach Bild 7.12. Für sie werden etwa 8 m Koaxialkabel mehr als beim direkten Anschluß benötigt. Das koaxiale Speisekabel braucht nicht aufgetrennt zu werden, denn es geht etwa 8 m vor seinem antennenseitigen Ende direkt in die Doppeldrossel über. Nach 10 Wdg. entfernt man über eine Strecke von 3 bis 5 cm den Kabelaußenleiter und das Dielektrikum, ohne dabei den Innenleiter zu verletzen. Dort werden später gemäß Teilskizze die Antennenanschlüsse befestigt. Es folgen nun im gleichen Wicklungssinn die nächsten 10 Wdg. (B).

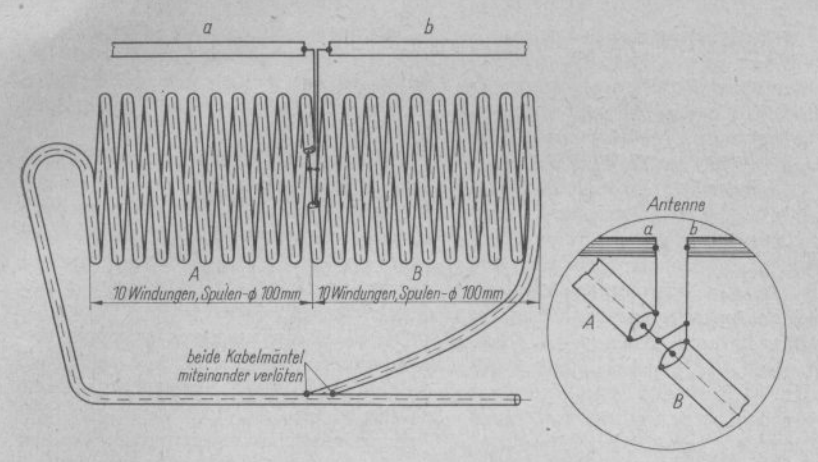


Bild 7.12. Die Doppeldrossel als Symmetrierglied

Der übrigbleibende Kabelschwanz wird dann an seinem Ende kurzgeschlossen (Innenleiter mit Außenleiter verbinden) und mit dem Außenleiter des Zuführungskabels verlötet. Dabei sollte dieser Verbindungspunkt so gewählt werden, daß die Länge Spulenende B – Verbindungspunkt gleich der Länge Spulenanfang A – Verbindungspunkt ist.

Die Anordnung ist breitbandig und für die 3 hochfrequenten Kurzwellenamateurbänder brauchbar. Mit dieser symmetrierenden Doppeldrossel werden die Verluste durch Mantelwellen weitgehend beseitigt. Die zusätzlichen Leitungsverluste betragen nur maximal 0,5 dB und fallen wegen der erzielten Verbesserung des Antennenwirkungsgrades überhaupt nicht ins Gewicht. Weitere Einzelheiten und abgewandelte Formen sind in der Spezialliteratur beschrieben.

Literatur zu Abschnitt 7

Auerbach, R., DLIFK: Coax-Speisung symmetrischer Antennen, »DL-QTC«, Heft 4, Seite 156, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1961; General Electric »Ham News«, Januar bis Februar, 1960

Orr, W. I., W6SAI: Beam Antenna Handbook, 2. Auflage, Seite 58, Radio Publications, Inc., Wilton, Conn.

Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook, 1. Auflage, 31.6. Baluns, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1961

8. Die Ankopplung der Speiseleitung an die Sender-Endstufe

Um die größtmögliche Leistungsübertragung von der Sender-Endstufe über die Speiseleitung zum Strahler zu erzielen, sind 2 grundsätzliche Forderungen zu beachten:

a – Der Verbraucher (Antenne) muß für den Generator (Senderausgangskreis) einen reinen Wirkwiderstand ohne kapazitive oder induktive Blindanteile darstellen.

b – Die Impedanz des Verbrauchers muß an die Impedanz des Generators angepaßt werden.

Die erste Bedingung ist immer dann erfüllt, wenn die Resonanzfrequenz des Strahlers (Verbrauchers) gleich der Resonanzfrequenz des Senderausgangskreises (Generators) ist. Da zwischen dem eigentlichen Strahler und dem Generator in den meisten Fällen eine Energietransportleitung (Speiseleitung) eingefügt wird, muß auch diese so beschaffen sein, daß sie die Resonanzbeziehungen zwischen Generator und Verbraucher nicht stört.

Diese Forderung gilt als erfüllt, wenn am senderseitigen Ende einer *abgestimmten* Speiseleitung ein Strombauch (Stromkopplung) oder ein Spannungsbauch (Spannungskopplung) vorhanden ist, was besagt, daß Speiseleitung und Antenne insgesamt resonant sind. Eine *angepaßte* Speiseleitung entspricht der Bedingung, wenn auf ihr keine stehenden Wellen auftreten.

Die Impedanz des Senderausgangskreises liegt gewöhnlich in der Größenordnung von einigen tausend Ohm, während die Impedanz einer abgestimmten Speiseleitung entweder hochohmig (Spannungskopplung) oder niederohmig (Stromkopplung) sein kann.

Dagegen bewegt sich der Wellenwiderstand einer unabgestimmten Speiseleitung im Amateurbetrieb immer zwischen 50 und 600 Ω. Die Anpassung der Speiseleitung an den Scheinwiderstand im Speisepunkt eines Strahlers wurde bereits in Abschnitt 5. ausführlich behandelt. Es kann deshalb für die weiteren Betrachtungen angenommen werden, daß der Verbraucher (Antenne) für den Tankkreis der Endstufe gemäß Forderung a) eine reine Wirklast darstellt. Es gilt nun, diesen Wirkwiderstand impedanzrichtig an den Scheinwiderstand des Generators anzupassen, ein Vorgang, der im Prinzip der Anpassung eines Lautsprechers oder Kopfhörers (Verbraucher) an den Ausgangswiderstand eines Niederfrequenzverstärkers (Generator) gleicht.

Die einfachste Art einer solchen Widerstandsanpassung zeigt Bild 8.1. Dabei muß vorausgeschickt werden, daß sie in der Praxis nicht zu empfehlen ist, sie dient nur der Erläuterung des Prinzips. Jede Endröhre muß für maximale Leistungsabgabe mit einer bestimmten Impedanz Z_R belastet werden. Man erhält sie aus den Röhrendaten oder errechnet sie aus dem Verhältnis der Anodenspannung U_a zum Anodenstrom I_a. Für den bei Sendern meist üblichen C-Betrieb gilt mit ausreichender Genauigkeit

$$Z_R = \frac{U_a}{I_a \cdot 2{,}5} \quad \text{für Eintaktstufen} \qquad (8.1.)$$

und

$$Z_R = \frac{U_a}{I_a \cdot 1{,}25} \quad \text{für Gegentaktstufen.} \qquad (8.2.)$$

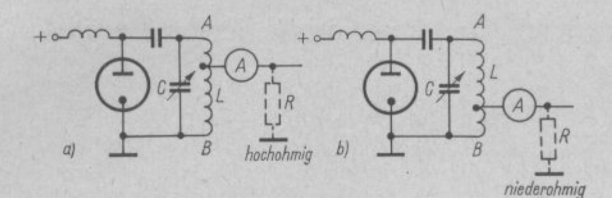


Bild 8.1
Die einfachste Art der Antennenankopplung; a – Verbraucherwiderstand hochohmig (spannungsgekoppelte Antennen), b – Verbraucherwiderstand niederohmig (stromgekoppelte Antennen und unabgestimmte Speiseleitungen)

Soll eine bestimmte Impedanz Z_E an die Anodenimpedanz Z_R angepaßt werden, so ergibt sich das dazu erforderliche Übersetzungsverhältnis *ü* aus

$$ü = \sqrt{\frac{Z_R}{Z_E}}. \tag{8.3.}$$

In der Schaltung Bild 8.1. läßt sich *ü* direkt auf die Windungszahl *n* der Anodenkreisspule mit $\frac{n}{ü}$ beziehen.

Beispiel

Bei einem Aufbau nach Bild 8.1. beträgt Z_R 6000 Ω. Die Anodenkreisspule *L* hat $n = 20$ Wdg. Es ist festzustellen, bei welcher Windungszahl die Anodenkreisspule für die Anpassung einer Impedanz Z_E von 60 Ω angezapft werden muß.

Das Übersetzungsverhältnis *ü* beträgt $\sqrt{\frac{6000}{60}} = \sqrt{100} = 10$. Die Anzapfung liegt deshalb bei $\frac{n}{ü} = \frac{20}{10} = 2$ Wdg.

Zur Anpassung muß deshalb Z_E 2 Wdg. vom »kalten Ende« B der Spule entfernt angeschlossen werden.

Ist die Anpassung optimal, kann man am Antennenstrommesser A ein Maximum ablesen. Aus der Größe des Antennenstroms läßt sich jedoch nicht in allen Fällen auf die abgestrahlte Leistung schließen, denn der Antennenstrom ist bei Stromkopplung (Strombauch) sehr hoch und bei Spannungskopplung (Spannungsbauch) so gering, daß er sich mit den üblichen HF-Stromanzeigern oft gar nicht mehr messen läßt.

Bei der in Bild 8.1. gezeigten Antennenkopplung kommen alle im Tankkreis vorhandenen Oberwellen und Nebenwellen mit zur Abstrahlung. Von ihrer Verwendung wird deshalb dringend abgeraten.

Da im Amateurfunk mit an erster Stelle das Problem steht, wie Rundfunk- und Fernsehstörungen (BCI und TVI) zu vermeiden sind, sollen im folgenden nur solche Ankopplungsarten besprochen werden, die unzulässige Nebenausstrahlungen möglichst stark unterdrücken.

Zum schaltungsmäßigen Aufbau des Senderanodenkreises ist noch zu erwähnen, daß moderne Amateursender immer mit einem unsymmetrischen, niederohmigen Ausgang für den direkten Anschluß eines koaxialen Speisekabels (Wellenwiderstand 50 bis 75 Ω) versehen sind. Das stellt sozusagen eine Amateurnorm nach industriellem Vorbild dar, die bei Neuaufbauten beachtet werden sollte. Auf die Vorzüge dieser Technik wird noch eingegegangen.

8.1. Die Ankopplung angepaßter Speiseleitungen an die Sender-Endstufe

Moderne Kurzwellenantennen für Einbandbetrieb werden fast immer, Ultrakurzwellenantennen ausschließlich über angepaßte Speiseleitungen erregt. Sie bieten den sichersten Schutz vor dem Auftreten der unangenehmen Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfanges. Bei der Speisung von UKW-Antennen beschränkt man sich auf 2 Leitungstypen: Koaxialkabel mit Wellenwiderständen zwischen 50 und 75 Ω – vorzugsweise 60 Ω – und die UKW-Bandleitung mit Wellenwiderständen von 240 bis 300 Ω. Im Kurzwellenbereich hat neben

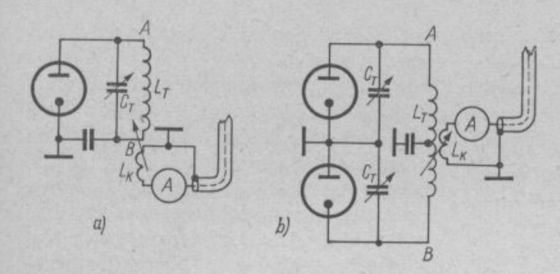


Bild 8.2
Die Ankopplung eines Koaxialkabels; a – an eine Eintaktstufe, b – an eine Gegentaktstufe

dem Koaxialkabel noch die angepaßte, offene Zweidrahtleitung (»Hühnerleiter«) mit Wellenwiderständen von etwa 300 bis 600 Ω einige Bedeutung, weil sie die verlustärmste und zugleich billigste Speiseleitung ist.

8.1.1. Die Ankopplung von Koaxialkabeln

Die einfachste Art der Ankopplung eines Koaxialkabels an die Sender-Endstufe zeigt Bild 8.2., für Eintaktschaltung Bild 8.2.a und für Gegentaktschaltung Bild 8.2.b.

Bei dieser Ankopplung soll die Güte Q des Tankkreises mindestens 10 betragen, andernfalls gelingt es meist nicht, daß die erforderliche Kopplung von L_K zur Tankkreisspule L_T ausreichend fest wird. Der induktive Widerstand der Koppelspule L_K für die Betriebsfrequenz soll gleich dem Wellenwiderstand des Koaxialkabels sein.

Um den günstigsten Kopplungsgrad einstellen zu können, ist die Kopplungsspule L_K in ihrer Stellung zu L_T veränderbar. Die Ankopplung wird immer am »kalten« Ende von L_T vorgenommen. Für eine möglichst geringe kapazitive Kopplung zwischen beiden Spulen sollte die geerdete Seite von L_K dem »heißen« Spulenende A von L_T am nächsten liegen. Beim Gegentaktkreis nach Bild 8.2.b wird L_K über der Spulenmitte angekoppelt, da sich dort das Nullpotential befindet. Dabei spielt es keine Rolle, nach welcher Seite das geerdete Spulenende von L_K gelegt wird, da sowohl Punkt A als auch Punkt B »heiß« ist. Angenäherte Richtwerte für die Windungszahl der Koppelspule L_K sind:

80-m-Band – 4 bis 5 Wdg.;
40-m-Band und 20-m-Band – 3 Wdg.;
15-m-Band und 10-m-Band – 2 Wdg.

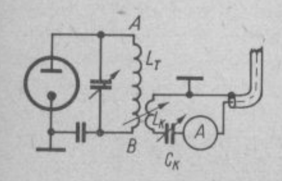


Bild 8.3. Verbesserte Ankopplungsschaltung für Koaxialkabel

Ankopplungsschwierigkeiten werden vermieden, wenn man nach Bild 8.3. eine veränderbare Kapazität C_K in Serie zu L_K schaltet und den Kreis L_K–C_K auf die Betriebsfrequenz abstimmt. Ein solcher Resonanzkreis bringt zusätzliche Selektivität und hilft damit, Störabstrahlungen zu unterdrücken.

Für den Kopplungskreis sind Güten Q von 2 bis 4 gebräuchlich. Je geringer Q ist, desto fester muß man L_K mit L_T koppeln. Bei einer Güte $Q = 2$ kann meist schon optimal angekoppelt werden, und der Kreis ist noch so breitbandig, daß man C_K über die Breite eines Amateurbandes nicht nachstimmen muß. Höhere Güten vereinfachen die Ankopplung dahingehend, daß man L_K/L_T loser koppeln kann, jedoch wird die Bandbreite des Kreises geringer und die Einstellung von C_K muß gegebenenfalls bei Frequenzwechsel innerhalb eines Amateurbandes korrigiert werden.

In Tabelle 8.1. sind nachstehend die Maximalgrößen von C_K aufgeführt, die sich

für die einzelnen KW-Amateurbänder bei den gebräuchlichen Kabelwellenwiderständen für eine Güte $Q = 2$ ergeben.

Tabelle 8.1. Kapazitätswerte für eine Güte $Q = 2$ bei Ankopplungskreisen

Amateur-band	Maximalkapazität C_K bei Wellenwiderständen des Speisekabels von		
	50 Ω	60 Ω	75 Ω
80-m-Band	450 pF	400 pF	300 pF
40-m-Band	230 pF	200 pF	150 pF
20-m-Band	115 pF	100 pF	75 pF
15-m-Band	80 pF	70 pF	50 pF
10-m-Band	60 pF	55 pF	40 pF

Die für Resonanz dazugehörigen Induktivitäten L_K müssen errechnet werden, oder sie sind den üblichen Schwingkreisnomogrammen zu entnehmen.

Bei der praktischen Einstellung eines solchen Koppelkreises mit angeschlossener Speiseleitung wird zunächst zwischen L_K und L_T ziemlich lose gekoppelt, so daß beim Durchstimmen von C_K eine deutliche Steigerung des Endstufenanodenstromes eintritt. In dieser Maximumstellung, die etwa bei den oben aufgeführten Kapazitätswerten eintreten soll, bleibt C_K stehen. Nun koppelt man L_K zu L_T wieder so fest, daß von der Endröhre die volle Anodeneingangsleistung aufgenommen wird, ohne dabei jedoch die vorher festgelegte Stellung von C_K zu verändern.

Die Kreisgüte Q verbessert man bekanntlich durch Vergrößern des L/C-Verhältnisses. Wenn erforderlich, muß deshalb C_K verkleinert und L_K vergrößert werden.

Elektrisch gesehen ist es gleichgültig, ob der Drehkondensator C_K – wie in Bild 8.3. dargestellt – zwischen Koppelspule L_K und Kabelinnenleiter liegt oder ob er am anderen Spulenende eingefügt wird. Letztere Möglichkeit wendet man an, wenn der Rotor von C_K auf Nullpotential liegen soll. Da nur geringe Spannungen auftreten, sind für C_K normale Empfängerdrehkondensatoren ausreichend, sofern die für Amateurzwecke zugelassenen Sendeleistungen nicht überschritten werden.

Bei einigen Sendern ist der Endstufenanodenkreis (Tankkreis) als π-Filter (*Collins*-Filter) ausgebildet. In solchen Fällen erübrigt sich ein besonderer Koppelkreis, und das Koaxialkabel kann direkt an den Senderausgang angeschlossen werden. Das *Collins*-Filter als Anpaßtransformator bietet eine besonders gute Oberwellenunterdrückung (Tiefpaßfilter) und ist bezüglich der Vermeidung von BCI und TVI der Ankopplung nach Bild 8.3. überlegen. Einfache Berechnungsgrundlagen für ein solches *Collins*-Filter werden im nachfolgenden Abschnitt gegeben.

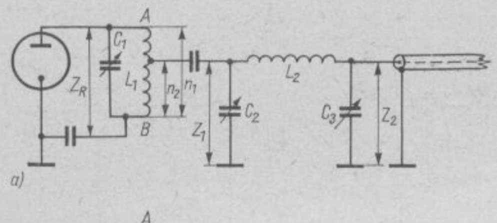
8.1.1.1. *Die Berechnung eines Collins-Filters*

Bild 8.4. zeigt die Schaltung eines unsymmetrischen *Collins*-Filters in Verbindung mit einem Senderanodenkreis. Die Anodenimpedanz Z_R ist nach Gl. (8.1.) zu errechnen. Soll das π-Filter voll an den Anodenkreis angekoppelt werden (an den Punkt A, entsprechend Bild 8.4.a), muß die Filtereingangsimpedanz Z_1 gleich Z_R sein. Gewöhnlich wird aber das *Collins*-Filter an eine Anzapfung der Anodenkreisspule kapazitiv nach Bild 8.4.a oder über eine Koppelspule induktiv (Bild 8.4.b) angeschlossen. Z_1 ergibt sich dann in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis *ü* aus

$$Z_1 = \frac{Z_R}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}. \qquad (8.4.)$$

Für n_1 und n_2 sind die entsprechenden Spulenwindungszahlen einzusetzen.

Für die Kreisdaten des Filters wünscht man einerseits eine hohe Kreisgüte Q (großes L/C-Verhältnis), andererseits dürfen die Kapazitäten nicht zu klein werden, da sie einen guten Nebenschluß für die Oberwellen bilden sollen. In der Praxis bewähren sich Kreisgüten Q zwischen 10 und 15, im allgemeinen nimmt man $Q = 12$.



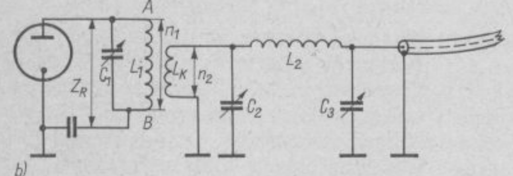


Bild 8.4
Ankopplung eines Koaxialkabels über ein π-Filter; a – Kapazitive Ankopplung an den Tankkreis, b – induktive Ankopplung

Zunächst ergibt sich die Kapazität C_2 aus

$$C_2 = \frac{Q}{\omega Z_1}; \tag{8.5.}$$

ω – Kreisfrequenz $= 2\pi f = 6{,}28f$, f–Bandmittenfrequenz. Einfacher für die Berechnung und ausreichend genau ist die Näherungsformel

$$C_2 = \frac{2000}{f \cdot Z_1}: \tag{8.6.}$$

C_2 in pF, f in MHz, Z_1 in kΩ.

Aus der Beziehung

$$\frac{C_2}{C_3} = \sqrt{Z_2/Z_1} \tag{8.7.}$$

kann nun der Kapazitätswert von C_3 errechnet werden. Z_2 stellt die Ausgangsimpedanz des Filters dar, sie ist gleich dem Wellenwiderstand des Koaxialkabels (im allgemeinen 60 Ω).

Nun ist noch die Induktivität L_2 zu ermitteln.

$$L_2 = \frac{QZ_1 + \omega C_3 Z_1 Z_2}{\omega (Q^2 + 1)} \tag{8.8.}$$

Daraus läßt sich nachstehende Näherungsformel ableiten:

$$L_2 \approx \frac{13 \cdot Z_1}{f} + \frac{Z_1 \cdot C_2 \cdot \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}{145}; \tag{8.9.}$$

L_2 in μH, Z_1 und Z_2 in kΩ, C_2 in pF und f in MHz.

Die Näherungsformeln haben Gültigkeit, wenn $Z_1 \geqq 10 \cdot Z_2$ und $Q \geqq 10$.

Für die Abstimmung eines π-Filters gilt nachstehende Kurzanweisung:

Senderanodenkreis bei abgeklemmtem π-Filter mit C_1 auf Resonanz abstimmen (Anodenstromdip). Dann Filter mit angeschlossener Speiseleitung bzw. Antenne an den Sender ankoppeln. C_3 steht etwa auf Mittelstellung, mit C_2 wird auf Anodenstrommaximum abgestimmt. Diesen Vorgang mit jeweils veränderter Einstellung von C_3 so lange wiederholen, bis der Anodenstrom seinen größtmöglichen Wert erreicht. Es herrscht dann Resonanz und Anpassung. Während dieser Einstellarbeiten darf der Senderanodenkreis (C_1) nicht verändert werden, er bleibt immer in seiner ursprünglichen Resonanzstellung und wird nur bei Frequenzwechsel nachgestimmt.

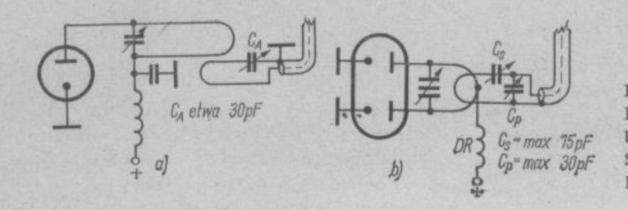


Bild 8.5
Die Ankopplung des Koaxialkabels bei UKW-Endstufen; a – übliche Schaltung, b – verbesserte Ankopplung für Gegentaktschaltungen

8.1.1.2. *Die Ankopplung von Koaxialkabeln an UKW-Endstufen*

Mit einem angepaßten Koaxialkabel gespeiste UKW-Antennen werden teilweise etwas anders an die Sender-Endstufe angekoppelt. Bild 8.5. bringt dafür einige Beispiele.

Die Schaltung nach Bild 8.5.a ist die übliche und gebräuchliche. Sie entspricht der Schaltung Bild 8.3. und wird für Eintakt- und bei Gegentaktstufen verwendet. Die gleiche Ankopplungsschaltung für symmetrische Tankkreise zeigt Bild 8.5.b. In diesem Fall liegt noch zusätzlich ein Drehkondensator C_P parallel zur Koppelschleife. Mit C_P können in Verbindung mit C_S gegebenenfalls vorhandene Blindanteile kompensiert werden.

Im UKW-Bereich (145 MHz) stellt die Röhrenkapazität der Endtsufe bereits einen großen Teil der gesamten Kreiskapazität dar. Es gelingt deshalb mit der normalen Schaltung nach Bild 8.5.a oft nicht, ein angemessenes L/C-Verhältnis für den Tankkreis zu verwirklichen. Wegen der dadurch bedingten geringen Güte des Tankkreises kann dann meist nicht fest genug angekoppelt werden, denn die Ankoppelspule muß man um so enger an die Tankkreisspule bringen, je geringer die Kreisgüte Q ist. Bei Gegentaktendstufen tritt diese Schwierigkeit seltener auf, weil in diesem Falle die Ausgangskapazitäten der Röhrensysteme zum Schwingkreis in Reihe liegen. Bei Eintaktstufen dagegen liegt die Röhrenausgangskapazität dem Kreis parallel.

Höhere Kreisgüten und damit günstigere Auskoppelverhältnisse bietet die Schaltung nach Bild 8.6. Äußerlich gleicht sie einer Serienresonanzschaltung; es handelt sich aber um einen Parallelresonanzkreis, bei dem die Röhrenkapazitäten, C_T und C_A in einer Reihenschaltung liegen. Die gesamte Kreiskapazität wird dadurch sehr gering und die Kreisgüte hoch. Zur impedanzrichtigen Ankopplung des Koaxialkabels bilden die Kapazitäten C_T und C_A einen kapazitiven Spannungsteiler. Damit kann man leicht ein Kapazitätsverhältnis einstellen, bei dem das Koaxialkabel mit seinem Wellenwiderstand an die Impedanz des Tankkreises angepaßt ist. Dieser Zustand gilt als erreicht, wenn der größtmögliche Anodenstrom fließt. Da C_A und C_T Teile des Tankkreises sind, muß bei einer Veränderung von C_A auch C_T immer wieder auf Resonanz nachgestimmt werden.

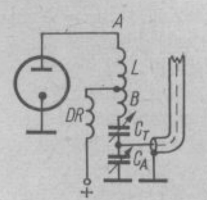


Bild 8.6. Die Ankopplung des Koaxialkabels durch kapazitive Spannungsteilung

8.1.2. **Die Ankopplung von symmetrischen, angepaßten Speiseleitungen**

Für die Art der Ankopplung symmetrischer Speiseleitungen ist es gleichgültig, ob eine UKW-Bandleitung mit 240 bzw. 300 Ω Wellenwiderstand oder eine offene Zweidrahtleitung mit 400 bis 600 Ω Wellenwiderstand verwendet wird.

Solche Leitungen könnten einfach induk-

tiv an die Tankkreisspule angkoppelt werden. Da aber der Wellenwiderstand mit 240 bis 600 Ω schon recht groß ist, müßte die Kopplungsspule Werte annehmen, die annähernd der Hälfte der Kreisspulenwindungszahl entsprechen. Die zur Kopplungsspule induzierte Spannung weist verhältnismäßig geringe Werte auf, und es bereitet Schwierigkeiten, genügend Leistung auszukoppeln. Außerdem ist es aus Raumgründen oft nicht möglich, große Koppelspulen im Sendergehäuse unterzubringen.

Diese Nachteile können beseitigt werden, wenn die Speiseleitung mit einem abgestimmten Zwischenkreis abgeschlossen und dieser über eine *Link*-Leitung an den Tankkreis angekoppelt wird. Bild 8.7. zeigt geeignete Schaltungen für Eintakt- und Gegentaktendstufen.

Zur Abstimmung werden die *Link*-Spulen vorerst sehr lose mit den Kreisspulen gekoppelt, sodann wird C_T auf Resonanz abgestimmt (Anodenstromdip). Nun stellt man die Abgriffe der Zwischenkreisspule auf einen Mittelwert symmetrisch zur Spulenmitte ein und bringt den Zwischenkreis durch Verändern von C_A in Resonanz (Anodenstrommaximum). Meist kann man feststellen, daß jetzt der Tankkreis nicht mehr genau in Resonanz ist; er muß deshalb etwas nachgestimmt werden. Den Kopplungsgrad der *Link*-Spulen ändert man nun etwas, wobei die Resonanzeinstellung des Tankkreises und des Zwischenkreises jeweils wiederholt wird. Die richtige Einstellung erkennt man daran, daß eine Veränderung von C_A die Resonanz des Tankkreises nicht mehr verschiebt, sondern lediglich zu beiden Seiten der Resonanzeinstellung einen Abfall des Anodenstromes verursacht. Damit ist die Widerstandsanpassung rein ohmig. Gelingt es nicht, diesen Zustand herzustellen, so ist der Vorgang mit veränderten Zwischenkreisabgriffen bis zum Erfolg zu wiederholen.

Die Verbindungsleitung zwischen den beiden *Link*-Spulen darf beliebig lang sein und kann aus einer Bandleitung, aus einfachem Netzkabel oder am besten aus einem Stück Koaxialkabel bestehen. Eine weiter verbesserte Schaltung, bei der die *Link*-Spulen abgestimmt werden und die Verbindung der *Link*-Spulen aus Koaxialkabel besteht, zeigt Bild 8.8. Der senderseitige Koppelkreis L_2–C_2 hat dabei die gleichen Daten, wie der nach Bild 8.3. angegebene abgestimmte Koppelkreis.

Die Induktivität L_3 ergibt sich in μH aus

$$L_3 = \frac{2 Z_K}{6{,}28 \cdot f}; \qquad (8.10)$$

Z_K – Wellenwiderstand des L_2 und L_3 verbindenden Koaxialkabels in Ω, f in MHz.

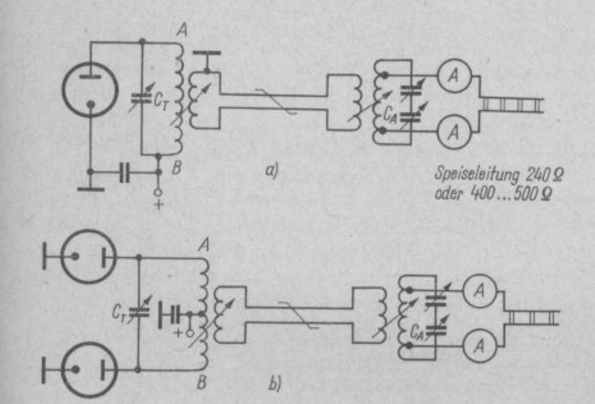


Bild 8.7
Die verbesserte Ankopplung einer unabgestimmten, symmetrischen Zweidrahtleitung; a – Eintaktendstufe, b – Gegentaktendstufe

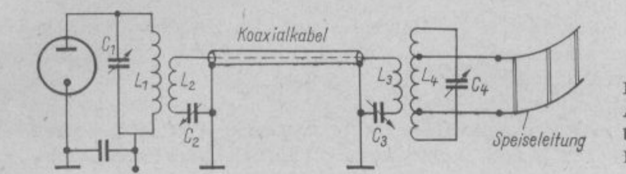


Bild 8.8
Ankopplungsschaltung für beliebige angepaßte, symmetrische Leitungen

Beispiel

$f = 14$ MHz

$Z_K = 60\,\Omega$

$$L_3 = \frac{120}{6{,}28 \cdot 14} = 1{,}38\,\mu\text{H}$$

C_3 ist so zu wählen, daß sich mit L_3 Resonanz für die Betriebsfrequenz ergibt. Der Resonanzkreis L_4–C_4 hat etwa die gleichen Daten wie der Tankkreis L_1–C_1. Die Anschlüsse für die symmetrische Speiseleitung an L_4 richten sich nach dem Wellenwiderstand dieser Leitung und werden durch Versuch ermittelt. Am sichersten gelingt das mit einem Reflektometer, das in das verbindende Koaxialkabel eingeschleift wird. Durch Verändern der Abgriffe an L_4 und wechselseitiges Abstimmen mit C_4 und C_3 versucht man, einen Welligkeitsfaktor $s = 1$ zu erhalten. Mit C_2 wird dann auf optimale Belastung der Endstufe eingestellt.

Die nachfolgend beschriebenen Ankopplungsschaltungen für abgestimmte Speiseleitungen eignen sich auch für die Anpassung angepaßter symmetrischer Leitungen.

8.2. Die Ankopplung abgestimmter Speiseleitungen an die Sender-Endstufe

Für die Ankopplung einer abgestimmten Speiseleitung an die Sender-Endstufe muß zunächst festgestellt werden, ob das Ende der Leitung hochohmig (Spannungsbauch) oder niederohmig (Strombauch) ist. Für die Stromkopplung verwendet man die Serienspeisung nach Bild 8.9.a und bei Spannungskopplung die Parallelspeisung nach Bild 8.9.b. Da Antennen mit abgestimmter Speiseleitung fast immer als Mehrbandstrahler verwendet werden, ist es empfehlenswert, gleich das Universalabstimmgerät nach Bild 8.9.c zu benutzen. Dieses läßt sowohl Spannungskopplung als auch Stromkopplung zu. Wegen der guten Oberwellenunterdrückung eignet sich das *Collins*-Filter besonders. Da abgestimmte Leitungen im allgemeinen aber erdsymmetrisch sind, muß auch das π-Filter symmetrisch sein (Bild 8.9.d). Diese Koppelsysteme gestatten es, den Gesamtkomplex Antenne–Speiseleitung zur Resonanz mit der Betriebsfrequenz nachzustimmen,

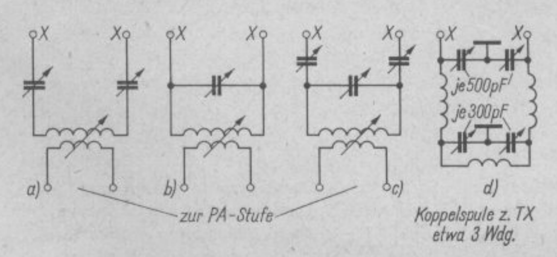


Bild 8.9. Schaltungen für die Ankopplung einer abgestimmten Speiseleitung an die Senderendstufe; a – Stromkopplung (Serienspeisung), b – Spannungskopplung (Parallelspeisung), c – Universalkopplung (Strom- und Spannungskopplung), d – symmetrisches *Collins*-Filter

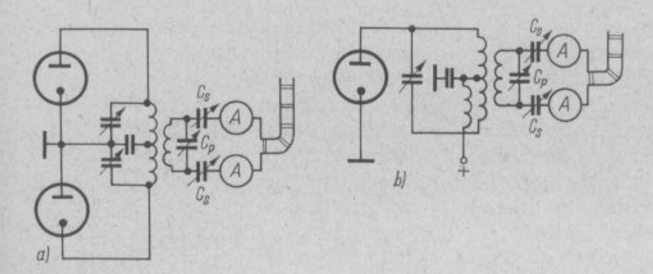


Bild 8.10. Die Ankopplung einer abgestimmten Speiseleitung; a – an eine Gegentaktendstufe, b – an eine Eintaktendstufe

was bei Mehrbandantennen immer erforderlich sein wird.

Eine abgestimmte Speiseleitung ist erdsymmetrisch, die Ankopplung an eine Gegentaktendstufe daher besonders einfach, weil auch diese ein erdsymmetrisches Gebilde darstellt. Diesen Fall zeigt Bild 8.10.a.

Will man die symmetrische Speiseleitung an eine Eintaktendstufe ankoppeln, so kann der Tankkreis nach Bild 8.10.b erdsymmetrisch ausgelegt werden, wenn das HF-Nullpotential zur Spulenmitte verlegt wird. An dieser Stelle führt man die Anodenspannung zu. Da dieser Punkt gegen Masse abgeblockt ist, befindet sich nunmehr dort das »kalte« Potential, und die beiden Spulenenden sind »heiß«. Damit ist der Eintakttankkreis erdsymmetrisch geworden, wobei man allerdings beachten muß, daß der Rotor des Abstimmdrehkondensators nun ebenfalls HF-Potential hat. Es scheint deshalb günstiger, einen Zweifachdrehkondensator einzusetzen, dessen Rotoren gemeinsam geerdet werden können, während die Statoren mit je einem Spulenende verbunden sind.

Die induktive Kopplung zwischen Tankkreisspule und Ankopplungsspule soll veränderbar sein. Daraus ergeben sich oft Platzschwierigkeiten innerhalb der Sender-Endstufe. Es ist deshalb in vielen Fällen zweckmäßiger und auch elektrisch günstiger, den Antennenkoppler von der Endstufe räumlich zu trennen und die Verbindung über eine *Link*-Kopplung herzustellen (Bild 8.11.).

Eine *Link*-Leitung kann aus verdrillter, 2adriger Litze mit möglichst großem Leiterquerschnitt, einer Netzschnur, einer UKW-Bandleitung oder am günstigsten aus einem Koaxialkabel bestehen. Sie darf beliebig lang sein und wird an beiden Enden mit einer Koppelspule abgeschlossen. Die erforderliche Windungszahl n_k der *Link*-Spulen ermittelt man durch Versuch, im allgemeinen genügen 3 Wdg. Für eine optimale Bemessung der Koppelspulen wird folgende Formel angegeben:

$$n_k = \sqrt{\frac{n_t \cdot Z_1}{Z_R}}; \qquad (8.11.)$$

n_k – Windungszahl der Koppelspulen, n_t – Windungszahl der Tankkreisspule, Z_1 – Wellenwiderstand der *Link*-Leitung in Ω, Z_R – Impedanz des Anodenkreises. Für verdrillte Litzenleitungen und Netzschnüre kann ein Wellenwiderstand um 80 Ω angesetzt werden.

Mit den *Link*-Spulen läßt sich nun der Kopplungsgrad zwischen Tankkreis und Abstimmgerät bequem einstellen. Die *Link*-Leitung stellt eine angepaßte Leitung dar, da sie mit ihrem Wellenwiderstand an die Impedanz des Abstimmgerätes angepaßt ist. Deshalb darf sie beliebig lang sein und strahlt praktisch nicht. Diese Feststellung trifft besonders zu, wenn die *Link*-Leitung aus Koaxialkabel besteht. Das ist der Fall, der in Abschnitt 5.3.2. als gemischte Speisung bezeichnet wurde: Eine abgestimmte Leitung geht in eine angepaßte

Leitung über und läßt sich nun innerhalb des Gebäudes praktisch strahlungsfrei, in beliebiger Länge und bei beliebiger Verlegung bis zum Sender führen.

Das Antennenabstimmgerät kann in der Nähe der Antenneneinführung oder auch außerhalb des Gebäudes an leicht zugänglicher Stelle aufgestellt werden und erhält dort auch die erforderlichen Blitzschutzeinrichtungen. Die Vorzüge einer solchen Anordnung dürften die kleine Unbequemlichkeit, die das Nachstimmen des abgesetzten Abstimmgerätes bei Frequenzwechsel verursacht, in den meisten Fällen aufwiegen. Da die auf der abgestimmten Leitung vorhandenen stehenden Wellen von den Wohnräumen mit ihren Netzleitungen ferngehalten werden und die angepaßte *Link*-Leitung niederohmig ist, wird die Möglichkeit des BCI und TVI stark herabgemindert.

Die Abstimmung mit der Anordnung Bild 8.11. erfolgt zweckmäßig in folgender Reihenfolge:

a – Tankkreis der Endstufe ohne Antennenlast auf Resonanz abstimmen, dabei gegebenenfalls die Anodenspannung herabsetzen. Diese Einstellung bleibt während des ganzen Abstimmvorganges bestehen.

b – Bei Spannungskopplung werden die beiden Kondensatoren C_S auf ihren Kapazitätshöchstwert gebracht und bleiben in dieser Stellung stehen. Mit C_P wird nun abgestimmt, bis die beiden Antennenstrommesser A einen Höchstwert anzeigen. Der Antennenstrom ist bei Spannungskopplung sehr gering, gegebenenfalls muß das Spannungsmaximum durch eine in die Nähe der Kondensatoren C_S gehaltene Glimmlampe nachgewiesen werden.

Der Kopplungsgrad zwischen den Spulen und die Einstellung von C_P verändert man nun so lange, bis ein maximaler und in beiden Stromanzeigern gleicher Antennenstrom gemessen wird.

Bei Stromkopplung bringt man den Kondensator C_P auf seinen Kleinstwert. Auf diesem Wert bleibt er stehen. Mit den Kondensatoren C_S sowie durch Verändern der Ankopplung wird nun ebenfalls auf maximalen und in beiden Zweigen gleichen Antennenstrom abgestimmt. (Auf die Meßinstrumente achten, denn bei Stromkopplung fließt ein sehr hoher Antennenstrom!)

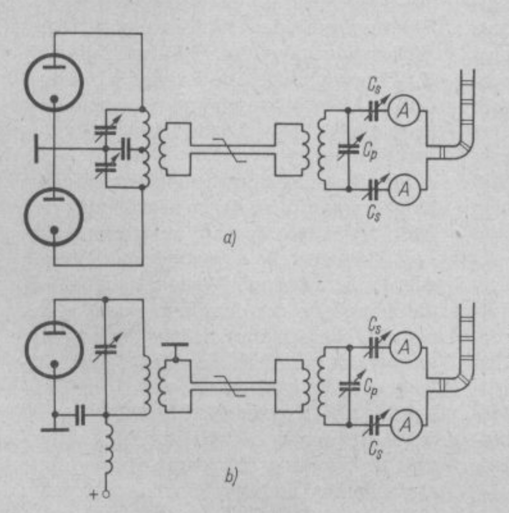


Bild 8.11
Die Ankopplung unter Zwischenschaltung einer *Link*-Leitung;
a – an eine Gegentaktendstufe,
b – an eine Eintaktendstufe

Erst wenn tatsächlich das Optimum erreicht ist, kann man durch ein geringes und vorsichtiges »Nachziehen« der Tankkreisabstimmung versuchen, noch eine weitere Verbesserung zu erzielen.

Das *Collins*-Filter ist ein geradezu ideales Antennenabstimmgerät und bei vielen Kurzwellenamateuren vorhanden. Oft werden jedoch über ein solches Antennenfilter mehr oder weniger gute Behelfsdrähte zum Strahlen gezwungen.

Das bekannte π-Filter, dessen Grundlagen bereits in Abschnitt 8.1.1.1. besprochen wurden, vereinigt in sich eine ganze Reihe von Vorzügen. Es konnte deshalb bisher noch durch keine andere Anordnung verdrängt werden. Diese Vorzüge sind:

a – Das *Collins*-Filter gestattet, fehlbemessene Strahler oder Speiseleitungen auf Resonanz zu bringen.
b – Mit dem *Collins*-Filter können praktisch alle auftretenden Strahler- oder Speiseleitungsimpedanzen optimal an die Sender-Endstufe angepaßt werden.
c – Das *Collins*-Filter wirkt als Tiefpaßfilter, d.h., es läßt nur die Betriebsfrequenz und alle tiefer liegenden (»langsameren«) Frequenzen passieren. Damit wird sämtlichen oberhalb der Betriebsfrequenz liegenden Frequenzen der Weg zur Antenne gesperrt. Es findet also eine wirksame Oberwellenunterdrükkung statt, die der BCI- und TVI-Sicherheit zugute kommt.

Von einem *Collins*-Filter ist jedoch kein Wunder zu erwarten. Wenn nicht bereits in Schaltung und Aufbau des Senders alles getan wurde, um unerwünschte Oberwellen zu unterdrücken, so kann man von einem derartigen Antennenfilter nicht erwarten, daß es die Oberwellen in so starkem Maße ausfiltert, wie das die immer empfindlicher werdenden Fernsehempfänger mit ihren Richtantennen fordern. Die Verwendung eines *Collins*-Filters ist *eine* der zur Oberwellenunterdrückung notwendigen Maßnahmen.

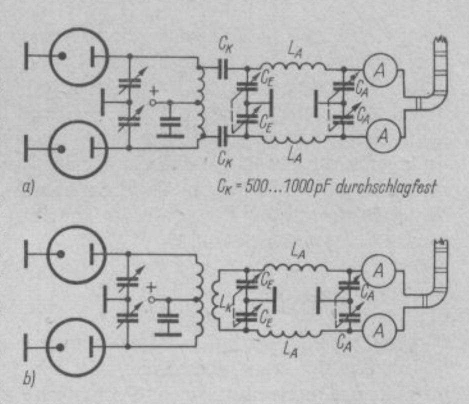


Bild 8.12. Symmetrisches *Collins*-Filter für Antennen mit abgestimmter Speiseleitung; a – kapazitive Ankopplung an den Anodenkreis, b – induktive Ankopplung an den Anodenkreis

Für Antennen mit abgestimmter Speiseleitung kommen nur symmetrische π-Filter in Frage. Bild 8.12. zeigt, wie man ein symmetrisches *Collins*-Filter an eine Gegentaktendstufe anschließt. Ist eine Eintaktendstufe an das symmetrische π-Filter anzuschalten, so kann der Tankkreis nach Bild 8.10.b symmetriert und dann wie ein Gegentakttankkreis behandelt werden. Will man jedoch den Eintakttankkreis nicht verändern und trotzdem die Symmetrie der Speiseleitung wahren, wird das symmetrische *Collins*-Filter nach Bild 8.13. über eine *Link*-Leitung induktiv an den Tankkreis angekoppelt. Dabei ist zu beachten, daß man die senderseitige *Link*-Spule L_S auf der Seite erden muß, die zum »heißen« Ende A der Tankkreisspule zeigt. Die Kopplung zwischen L_S und der PA-Spule (engl.: PA = Power Amplifier = Leistungsverstärker) sowie zwischen L_C und L_K wird sehr fest eingestellt.

L_S und L_C haben für alle Kurzwellenbänder etwa 2 bis 3 Wdg. L_K ist gleich L_C oder auch etwas größer. Die Spulen L_C und L_S sollen in ihrer Stellung etwas veränderbar sein, da sich durch kleine Lageverschiebungen die Symmetrie oft verbessern läßt. Gebräuchliche Werte für C_E sind 2mal 300 pF,

für C_A 2mal 500 pF. Auf möglichst kleine Anfangskapazität ist zu achten. Die passende Windungszahl von L_A muß für jedes Band ausprobiert werden. Je 30 Wdg. 3-mm-CuAg auf 50 mm Spulendurchmesser können für das 80-m-Band als Anhaltswert dienen. Ausführliche Angaben über Umschaltspulen für *Collins*-Filter findet man in der Amateurliteratur.

Die Abstimmung wird in der nachstehenden Reihenfolge vorgenommen:

a – Tankkreis vom *Collins*-Filter trennen und ersteren auf Resonanz mit der Steuerfrequenz abstimmen. Vorher gegebenenfalls Anoden- und Schirmgitterspannung der PA-Röhre herabsetzen. Die erfolgte Resonanzeinstellung des PA-Kreises darf nun keinesfalls mehr verändert werden!

b – Man koppelt das *Collins*-Filter mit angekoppelter Antenne an den Tankkreis. Dieser wird nun durch die Ankopplung des Filters außer Resonanz gekommen sein. Durch entsprechendes Variieren von C_E ist die Resonanz des Tankkreises wieder herzustellen. Dabei befindet sich C_A ungefähr in Mittelstellung.

c – Nun wird C_A in geringen Grenzen stufenweise verändert und mit C_E jeweils auf Tankkreisresonanz nachgestimmt. Man kann dabei sofort feststellen, nach welcher Seite C_A verstellt werden muß, um ein Ansteigen des Antennenstromes zu bewirken. Auf diese Weise ist die Stellung von C_A und C_E schnell gefunden, bei der maximaler Antennenstrom erreicht wird. Hat er in beiden Leitungszweigen gleiche Größe, beendet man den Abstimmvorgang.

Bei der erstmaligen Abstimmung eines neuen *Collins*-Filters oder einer neuen Antenne ist es erforderlich, den Abstimmvorgang unter a, b und c mit verschiedenen Windungszahlen von L_A zu wiederholen, um auch in diesem Fall den günstigsten Induktivitätswert zu finden.

Sind die Antennenströme in beiden Zweigen unterschiedlich, so wird die Kopplung zwischen *Collins*-Filter und Tankkreis so lange verändert, bis beide Antennenstrommesser gleiche Werte anzeigen. Mit dieser Spulenstellung sind b und c dann noch einmal zu wiederholen.

8.3. Zusammenfassung

Häufig läßt man bei der Anpassung der Speiseleitung an die Sender-Endstufe weniger Sorgfalt walten als bei der Anpassung zwischen Strahler und Energieleitung. Das ist nicht richtig; denn beide Einstellungen sind von gleicher Wichtigkeit! Eine falsche Energieauskopplung setzt den Wirkungsgrad herab, die Anodenverlustleistung steigt deshalb an, und die Endröhre wird gefährdet.

Aus der keineswegs erschöpfenden Aufzählung der Möglichkeiten, auf welche Weise eine Speiseleitung an die Sender-Endstufe anzupassen ist, könnte beim Neuling Verwirrung entstehen. Um ihm die Auswahl der günstigsten Anpassungsschaltung zu erleichtern, kann zusammenfassend festgestellt werden:

a – Die geringsten Schwierigkeiten und den kleinsten Aufwand an Schaltmitteln erfordert die Anpassung eines *Koaxial-*

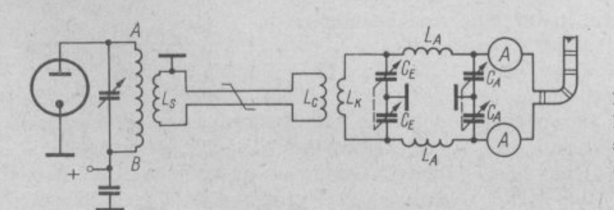


Bild 8.13
Die Ankopplung des symmetrischen *Collins*-Filters an einen unsymmetrischen Tankkreis

kabels an die Sender-Endstufe. Die Anpassungsschaltung nach Bild 8.3. ist besonders zu empfehlen.

b – Soll eine symmetrische Zweidrahtleitung angekoppelt werden, so erweitert man die »Standardschaltung« (Bild 8.3.) zur Schaltung nach Bild 8.8. Ein Vergleich mit den Bildern 8.7. und 8.11. beweist, daß sie auf dem gleichen Prinzip beruhen. Die Schaltung Bild 8.8. ist universell verwendbar, auch abgestimmte Speiseleitungen können mit ihr angepaßt werden, sofern sie spannungsgekoppelt sind. Bei Stromkopplung müßte man noch 2 Serienkondensatoren C_S (Bild 8.11.) in den Zwischenkreis einfügen.

Man kann deshalb Bild 8.8. als eine Standardschaltung bezeichnen, die allen auftretenden Anpassungsfällen gerecht wird, wenn der Zwischenkreis L_4–C_4 entsprechend bemessen ist. Sie kommt auch der Tendenz entgegen, moderne Amateursender grundsätzlich mit einem Ausgang für Koaxialkabelanschluß zu versehen.

Das Optimum der Anpassung kann laufend mit einem Stehwellenanzeigegerät überwacht werden. Solche Reflektometer haben koaxialen Aufbau und sind in ihren einfachen Formen auch vom Amateur leicht herzustellen (s. Abschn. 31.2.). Die koaxiale *Link*-Leitung in Bild 8.8. bietet eine ausgezeichnete Möglichkeit, ein solches Reflektometer in die Leitung einzuschleifen. Mit seiner Hilfe kann dann auch die richtige Anpassung abgestimmter Leitungen hergestellt und im Betrieb laufend überwacht werden.

9. Die Praxis der Kurzwellenantennen

Der Neuling steht zunächst einer Vielzahl von Antennenformen mit mehr oder weniger geheimnisvollen Namen gegenüber. Wer soll ihm bei der Auswahl der für seine Verhältnisse zweckmäßigsten Antenne die richtigen Ratschläge geben? Meist führt sein Weg zum nächsten Kurzwellenamateur, der bereits Erfolge erzielt hat. Nicht immer wird er dort gut beraten, denn oft bezeichnet dieser den Draht, den er gerade als Sendeantenne verwendet, als die mit Abstand beste Antenne.

Auch »alte Hasen« glauben teilweise noch an Wunderantennen und stehen damit auf der gleichen Entwicklungsstufe der Erkenntnisse wie jene Fernsehteilnehmer, die sich Leuchtstoffröhren kauften, weil irgend jemand behauptete, daß eine Leuchtstoffröhre die beste Antenne für den Fernsehempfang im Fernsehband I sei.

Nur wer sich mit den Grundlagen der Antennentechnik (z.B. Abschn. 1. bis 5.) ausführlich beschäftigt hat, kann die Eigenschaften und die pyhsikalisch bedingten Grenzen der Leistungsfähigkeit von Antennen übersehen und beurteilen.

Die folgenden Ausführungen sollen dazu dienen, den scheinbaren Wirrwarr der vielfältigen Antennenarten zu ordnen und sie für den Anfänger in eine übersichtlichere Form zu bringen.

Betrachten wir zuerst die große Familie der *Halbwellenstrahler*. Sie haben eine elektrische Länge von $\lambda/2$ und strahlen bevorzugt senkrecht zu ihrer Längsachse. Zu diesen einfachen Halbwellenantennen gehören:

- die *Windom*-Antenne,
- die Y-Antenne,
- der Halbwellendipol mit verdrillter Speiseleitung,
- der Faltdipol,
- der Dipol mit Kabelspeisung,
- alle Breitbandhalbwellendipole.

Bedingt kommen noch hinzu die Mehrbandausführungen wie Zeppelin-Antenne, *W3DZZ*-Antenne, *G5RV*-Multibandantenne und alle sonstigen Mehrbanddipole.

Die Formen sind bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit gleichwertig; sie unterscheiden sich nur durch die Art ihrer Speisung. Das Richtdiagramm kann durch die Form der Energieeinspeisung etwas beeinflußt werden.

Vorausgesetzt, jede Antenne ist optimal angepaßt, so bestehen keine Unterschiede in der Wirksamkeit.

Durch Knicken horizontaler Halbwellendrähte in der Horizontalebene kann das horizontale Richtdiagramm (*E*-Diagramm) verändert werden, durch Neigen in der Vertikalebene ändert sich der vertikale Erhebungswinkel.

Ungewollte Veränderungen des Richtdiagramms entstehen durch Parasitärstrahler im Nahfeld (Dachrinnen, Freileitungen usw.) sowie bei niedrig aufgehängten Antennen durch die Erdverhältnisse. Die letztgenannten Faktoren sind es hauptsächlich, die zu unterschiedlicher Beurteilung an sich gleichartiger Antennen führen können. Bezüglich BCI- und TVI-Sicherheit bestehen jedoch bei den angeführten Halbwellenstrahlern erhebliche Unterschiede.

Grundsätzlich verursachen niederohmig gespeiste und genau angepaßte Antennen die geringsten Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfanges, wobei zu ergänzen

ist, daß die störenden Ober- und Nebenwellen nicht in der Antenne entstehen, sondern vom Sender erzeugt werden. Dort muß man sie zuerst bekämpfen. Der Rest der vorhandenen Störwellen kann von Speiseleitung und Antenne sehr stark in die Umgebung abgestrahlt werden (z. B. bei der *Windom*-Antenne), er läßt sich aber auch von einer niederohmigen Speiseleitung wirksam unterdrücken. In dichtbesiedelten Wohngebieten sollte man deshalb die Formen Dipol mit Kabelspeisung, *W3DZZ*-Allbandantenne, Halbwellendipol mit verdrillter Speiseleitung und Faltdipol bevorzugt verwenden. Sie sind untereinander gleichwertig; lediglich die *W3DZZ*-Allbandantenne arbeitete im 20-m-, 15-m- und 10-m-Band mit erhöhtem Antennengewinn.

Eine Nebenlinie der Halbwellenantennen bilden die *Langdrähte*. Das sind Strahler, die aus mehreren linear angeordneten $\lambda/2$-Stücken bestehen. Dabei werden die einzelnen Halbwellenabschnitte zwangsläufig gegenphasig erregt. Mit steigender Antennenlänge blättert sich das Richtdiagramm auf und nähert sich mit 4 Hauptstrahllappen der Spannrichtung.

Zu den Langdrähten gehören:

- die Langdrahtantenne,
- die *DL7AB*-Allbandantenne,
- die V-Antenne,
- die Rhombusantenne.

Diese Langdrahtformen zeigen bereits sehr stark ausgeprägte Richtwirkung und können deshalb in ihren 4 Hauptstrahlrichtungen ausgezeichnete Ergebnisse bringen. Sie haben außerdem eine relativ große Bandbreite und sind in ihrer Bemessung nicht kritisch.

Langdrahtantennen verursachen geringe Baukosten, ihr Aufbau erfordert aber viel Platz, und gewöhnlich kann nur der auf dem Lande wohnende Amateur die Vorteile dieser Antennen ausnutzen. Die empfehlenswerteste Bauform ist der V-Stern, da er gleichzeitig eine Allbandantenne darstellt und alle Strahlrichtungen erfaßt. Antennengewinn und Richtschärfe steigen mit der Strahlerlänge.

Eine weitere Gruppe könnte man als die Familie der *Breitseitenstrahler* bezeichnen. Das sind Antennen, die scharf gebündelt senkrecht zu ihrer Spannrichtung strahlen. Es handelt sich dabei um Kombinationen von gleichphasig erregten Halbwellendipolen, die teilweise auch senkrecht übereinander gestaffelt werden. Der einfachste Vertreter der Gattung Breitseitenstrahler ist der gleichphasig gespeiste Ganzwellendipol. Seine größeren Brüder nennen sich »Fauler Heinrich«, *W8JK*-Antenne, Bisquare, ZL-Beam und *HB9CV*-Antenne. Alle zeichnen sich durch flache Abstrahlung aus (niedriger Erhebungswinkel in der *H*-Ebene), bringen hohen Antennengewinn bei verhältnismäßig geringem Platzbedarf und lassen sich ohne große Kosten herstellen. Ihr Nachteil besteht darin, daß sie nur in *eine* Hauptstrahlrichtung wirksam sind. Günstiger ist der »Faule Heinrich«, weil er nach 2 Seiten wirkt.

Etwa den gleichen Antennengewinn in der Hauptstrahlrichtung bringen die *Drehrichtstrahler*. Sie haben den unschätzbaren Vorzug, alle Himmelsrichtungen bestreichen zu können und benötigen wenig Platz. Der mechanische Aufwand ist allerdings kostspielig. Die billigste und dabei wirkungsvollste Form eines Drehrichtstrahlers dürfte gegenwärtig das Cubical Quad darstellen, denn es benötigt kein teures Rohrmaterial und hat mit 2 Elementen die Leistung einer 3-Element-*Yagi*-Antenne.

Schließlich gibt es noch die *Vertikalstrahler*, die als einfache Stabantennen den geringsten Platz benötigen und Rundstrahler sind. Die bekannteste und auch günstigste Bauform ist die Groundplane, die trotz Rundstrahlung bei richtigem Aufbau als Folge ihrer sehr flachen Abstrahlung noch einen Antennengewinn liefert. Die Halbwellenvertikalstrahler benötigen die doppelte Bauhöhe, haben etwa gleiche Eigenschaften wie die Groundplane, ohne jedoch die Leistung einer solchen wesentlich zu überbieten.

Damit sind bereits die wichtigsten An-

tennenbauformen hinsichtlich ihrer Eigenschaften und der Verwendungsmöglichkeit klassifiziert.

Leider lassen sich die Antennenwünsche oft nicht mit den gegebenen Realitäten vereinbaren. Solche Realitäten sind:

a – die örtlichen Gegebenheiten wie Bebauung, Lage und Richtung von Freileitungen und öffentlichen Verkehrsflächen; mögliche Antennenstützpunkte, deren Eignung und Besitzverhältnisse; vorhandene Blitzschutzeinrichtungen und Erdungsmöglichkeiten; städtebauliche und gestalterische Gesichtspunkte;
b – die entstehenden Kosten, bei denen gegebenenfalls auch Aufwendungen für die Inanspruchnahme von Fachleuten (z.B. Dachdeckern) und Sicherheitseinrichtungen (Gerüste, Sicherheitsleinen usw.) zu berücksichtigen sind;
c – Möglichkeit der Materialbeschaffung;
d – die persönlichen handwerklichen und mechanischen Fähigkeiten.

Daraus läßt sich erkennen, daß eine sorgfältige Vorausplanung wichtig und notwendig ist.

Die nachfolgend beschriebene Vielzahl von im Amateurfunk bewährten Antennensystemen soll dem Funkamateur Anregungen geben und ihm helfen, die für seine Verhältnisse günstigste Antennenform zu finden.

10. Die Bauformen der Halbwellenstrahler

Die im Kurzwellenbereich verwendeten Halbwellenantennen unterscheiden sich hauptsächlich durch die Art ihrer Speisung, haben aber weitgehend die in Abschnitt 3.1. behandelten Eigenschaften. Entsprechend ihrem Verwendungszweck können Halbwellenstrahler unterteilt werden in:

- Einbandantennen,
- Mehrbandantennen,
- raumsparende Dipole.

Letztere arbeiten vorwiegend mit mechanisch verkürztem Leiter.

10.1. Einbanddipole

Wie aus der Bezeichnung hervorgeht, eignen sich diese Halbwellendipole wegen der Art ihrer Speisung (angepaßte Leitungen) nicht für die Erregung mit Oberwellen. Das bedeutet, daß sie nur für *ein* Amateurband brauchbar sind.

10.1.1. Die Y-Antenne

Die sogenannte *Y-Antenne* ist ein Halbwellendipol mit angepaßter Speiseleitung. Der Anschluß der Speiseleitung erfolgt in der Art der bereits in Abschnitt 6.1. besprochenen Delta-Anpassung. Die Strahlerlänge beträgt immer $\lambda/2$ mal Verkürzungsfaktor und kann – wie bei allen Halbwellenantennen im Kurzwellenbereich – nach der Formel

$$l = \frac{142\,500}{f} \qquad (10.1.)$$

(l in m, f in kHz) berechnet werden.

Nach Bild 10.1. beträgt der Abstand X der symmetrisch zur Strahlermitte liegenden Anschlußpunkte für die Delta-Anpassung

$$X = \frac{36\,000}{f} \qquad (10.2.)$$

und die Länge

$$D = \frac{45\,100}{f}\,; \qquad (10.3.)$$

X in m, D in m, f in kHz.

Die unabgestimmte Speiseleitung hat einen Wellenwiderstand von 600 Ω und kann nach Bild 5.4. durch eine luftisolierte Doppelleitung (»Hühnerleiter«) dargestellt werden, deren Einzelleiter einen Drahtdurchmesser von 2 mm haben und deren Abstand 150 mm beträgt. Die Y-Antenne hat als Halbwellenstrahler eine Strahlungscharakteristik nach Bild 3.10.

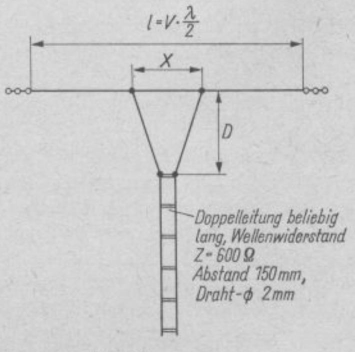


Bild 10.1. Die Y-Antenne

10.1.2. Der Halbwellendipol mit verdrillter Speiseleitung

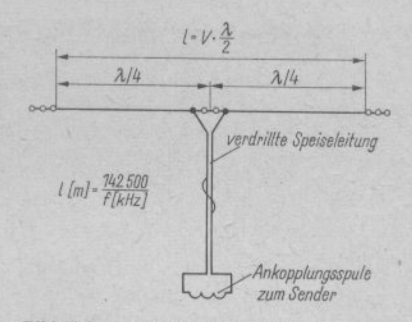


Bild 10.2. Der Dipol mit verdrillter Speiseleitung

Der Halbwellendipol mit verdrillter Speiseleitung (Bild 10.2.) verwendet als Speiseleitung 2adriges, verdrilltes Gummikabel. Derartige Leitungen werden als Netzkabel in vielfältiger Auswahl hergestellt. Der Wellenwiderstand dieser Leitungen liegt gewöhnlich bei 80 bis 100 Ω. Die Dämpfung solcher zweckentfremdeter Netzkabel ist besonders für die hochfrequenten Amateurbänder groß. Deshalb sollte die verdrillte Gummileitung nur für Antennen im 80- und 40-m-Band verwendet und die Speiseleitung möglichst kurz gehalten werden.

Günstiger in Bezug auf Leitungsverluste sind die viel verarbeiteten *Stegleitungen*. Bei dieser Leitung laufen die Leiter parallel. Als Isoliermaterial findet Kunststoff auf PVC-Basis Verwendung, der verlustärmer und witterungsbeständiger ist als Gummi.

Der Halbwellendipol hat bekanntlich einen Fußpunktwiderstand von rund 65 Ω. Den gewöhnlich etwas höher liegenden Wellenwiderstand der verdrillten Speiseleitung paßt man an den Strahler an, indem – wie in Bild 10.2. angedeutet – die Anschlüsse symmetrisch von Strahlermitte aus nach beiden Seiten verschoben werden, bis keine stehenden Wellen mehr auf der angepaßten Leitung vorhanden sind.

10.1.3. Der Dipol mit Kabelspeisung

Koaxialkabel ist auch im Kurzwellenbereich die ideale Speiseleitung. In der einfachsten Art wird ein Halbwellendipol nach Bild 10.3 direkt über ein beliebig langes Koaxialkabel gespeist.

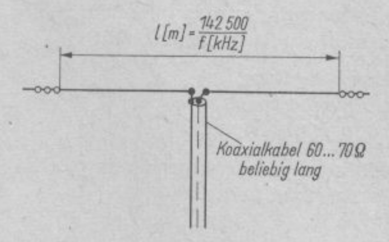


Bild 10.3. Halbwellendipol, über 60-Ω-Koaxialkabel gespeist

Dem aufmerksamen Leser wird auffallen, daß in diesem Falle eine symmetrische Antenne über ein unsymmetrisches Kabel gespeist wird. Die Praxis beweist, daß das, besonders im Kurzwellenbereich, ohne größere Nachteile möglich ist, sofern die Kabellänge nicht zufällig in einer Resonanzbeziehung zur Betriebsfrequenz steht (Mantelwellen).

Wegen der unsymmetrischen Erregung der Strahlerzweige muß mit leichter Verformung der Richtcharakteristik gerechnet werden. Eine Symmetrierung läßt sich am einfachsten durch Anfügen eines Symmetrierstubs (s. Abschn. 7.4.) oder durch eine Gamma-Anpassung (s. Abschn. 6.3.) herbeiführen.

10.1.4. Der Faltdipol

Der im UKW-Bereich dominierende *Faltdipol* kann auch als Kurzwellenantenne verwendet werden. Seine Bandbreite ist etwas größer als die des gestreckten Dipols. Man verwendet ihn vor allem deshalb, weil sein Fußpunktwiderstand von 240 Ω die direkte Speisung über eine handelsübliche UKW-Bandleitung erlaubt. In allen übrigen Eigenschaften entspricht der Schleifendipol dem gestreckten Halbwellendipol.

Der Faltdipol eignet sich ausschließlich für Einbandbetrieb. Sein Verkürzungsfaktor V beträgt 0,95; er ist demnach etwas länger als ein gestreckter Dipol (Bild 10.4.).

Die Abstände D der beiden parallelen Strahlerdrähte betragen ungefähr

20 cm	für	3,5 MHz,
15 cm	für	7 MHz,
10 cm	für	14 MHz,
8 cm	für	21 MHz,
5 cm	für	28 MHz.

Ein Faltdipol für Kurzwellen kann auch ausschließlich aus UKW-Bandleitung hergestellt werden (Bild 10.5.).

Dabei sind jedoch folgende Überlegungen notwendig: Zwischen den beiden parallelen Halbwellenstücken des Strahlers befindet sich das Isoliermaterial der Bandleitung. Betrachtet man den Faltdipol als die Parallelschaltung zweier Halbwellenstücke, so ist die Dielektrizitätskonstante des Isoliermaterials ohne besonderen Einfluß auf den Verkürzungsfaktor V. Er beträgt demnach 0,95. Gleichzeitig kann man den Faltdipol auch als Hintereinanderschaltung zweier kurzgeschlossener Viertelwellenleitungen darstellen (Bild 10.5.b). Bei einer Doppelleitung wird die Dielektrizitätskonstante des dazwischenliegenden Mediums aber voll wirksam, und man müßte den Verkürzungsfaktor für Bandleitungen mit etwa $V = 0{,}82$ in Ansatz bringen. Beträgt die Strahlerlänge $0{,}95 \cdot \lambda/2$, so ist wohl der Strahler resonant, aber die Viertelwellenstücke sind zu lang und verursachen eine zusätzliche induktive Blindkomponente. Wählt man als Verkürzungsfaktor $V = 0{,}82$ und verkürzt die Strahlerlänge entsprechend, dann ist die Antenne als Strahler nicht mehr in Resonanz, und es tritt ebenfalls ein Blindwiderstand am Fußpunkt auf. Bild 10.5. zeigt, wie man beiden Forderungen auf einfachste Weise gerecht werden kann: Die geometrische Strahlerlänge wird mit $0{,}95 \cdot \lambda/2$ bemessen, und bei einer Länge von $0{,}82 \cdot \lambda/2$ fügt man Kurzschlußbrücken ein.

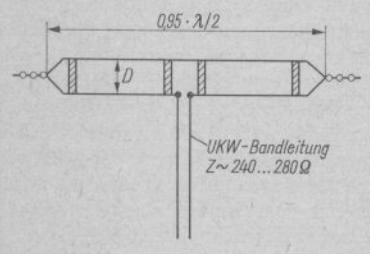


Bild 10.4. Der Faltdipol als Kurzwellenantenne

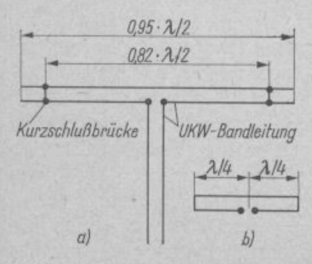


Bild 10.5. Gefalteter Dipol aus UKW-Bandleitung hergestellt

Antennen aus Bandleitung sind infolge ihres geringen Gewichtes und ihrer Flexibilität besonders für transportable Stationen geeignet. Gewöhnlich lassen sich die als Isoliermaterial verwendeten Kunststoffe auch leicht und haltbar verschweißen (heißer Lötkolben usw.) oder verkleben. Die mechanische Verbindung der Speiseleitung mit dem Strahlerteil ist dadurch leicht herzustellen.

10.2. Halbwellenstrahler für Mehrbandbetrieb

Will man Halbwellenstrahler in elektrisch einwandfreier Weise im Oberwellenbetrieb erregen, so muß man sie über eine abgestimmte Leitung speisen. Mehrbandantennen mit *angepaßter* Speiseleitung sind immer Kompromißlösungen, bei denen der Mehrbandbetrieb mit mehr oder weniger stark strahlender Speiseleitung oder anderen Nachteilen erkauft wird.

10.2.1. **Die Zeppelin-Antenne**

Die klassische *Zeppelin-Antenne*, auch kurz *Zepp* genannt, stellt einen einfachen Halbwellenstrahler dar, der an seinem Ende (Spannungsbauch) über eine abgestimmte Zweidrahtleitung gespeist wird (Bild 10.6.). Ein Draht der Speiseleitung ist dabei an den Strahler angeschlossen, der andere endet blind, aber isoliert.

Die Länge der Speiseleitung beträgt $\lambda/4$ oder ganzzahlige Vielfache davon. Bei Längen von $2 \cdot \lambda/4$, $4 \cdot \lambda/4$, $6 \cdot \lambda/4$ usw., also bei geradzahligen Vielfachen einer Viertelwellenlänge, herrscht am Anfang der Speiseleitung die gleiche Strom- und Spannungsverteilung wie an ihrem Ende. Dimensioniert man jedoch die Speiseleitung $1 \cdot \lambda/4$, $3 \cdot \lambda/4$, $5 \cdot \lambda/4$ usw. lang, also ungeradzahlige Vielfache von $\lambda/4$, so entsteht am Ende der Speiseleitung die umgekehrte Strom- und Spannungsverteilung wie am Anfang. An den Enden des Strahlers bildet sich ein Spannungsmaximum aus. Speist man ihn dort über eine $2 \cdot \lambda/4$ lange Leitung, so herrscht an deren unteren Ende ebenfalls ein Spannungsmaximum, und man spricht von *Spannungskopplung*. Ist die Speiseleitung nur $^1/_4\lambda$ ($^3/_4$, $^5/_4$, $^7/_4\lambda$ usw.) lang, dann kehren sich die Verhältnisse um; am Strahlerende bleibt immer ein Spannungsmaximum, während sich am Fußpunkt der Speiseleitung ein Spannungsminimum (Strommaximum) ausbildet. Wird die Speiseleitung in einem Strommaximum an den Sender angekoppelt, so spricht man von einer *Stromkopplung*.

Ein für das 80-m-Band bemessener Halbwellen-Zepp kann gleichzeitig als Allbandantenne benutzt werden. Sie wird beim 40-m-Betrieb zum Ganzwellen-Zepp, auf 20, 15 und 10 m ein 2-λ-, 3-λ- oder 4-λ-Langdraht mit Zeppelin-Speisung. Beträgt die Länge der Speiseleitung etwa 40 m, also $2 \cdot \lambda/4$ für 80-m-Betrieb, so liegt auf allen Bändern Spannungskopplung vor. Ist dagegen die Speiseleitung nur 20 m lang (entsprechend $\lambda/4$ für 80 m), dann ergibt sich für 3,5 MHz Stromkopplung und für alle anderen Amateurbänder Spannungskopplung.

Die Ankopplung einer abgestimmten Speiseleitung an die Sender-Endstufe erfordert *immer* einen geeigneten Antennenkoppler. In diesem Zusammenhang wird auf Abschnitt 5.3.2. verwiesen. Geeignete Antennenkoppler sind in Abschnitt 8.2. beschrieben.

Es ist zweckmäßig, die Speiseleitung nicht genau $\lambda/4$ oder ganzzahlige Vielfache einer Viertelwelle lang auszulegen, da in diesem Fall leicht Störungen durch unerwünschte Gleichtaktwellen gegen Erde auftreten können. Es tritt dann eine verstärkte Strahlung der Speiseleitung auf. Leitungslängen zwischen 12,50 und 14 m sind für eine Allbandantenne günstig. Sie vermeiden die erwähnten Störungen auf allen Bändern und können mit dem Antennenkoppler leicht zur Resonanz gebracht werden.

V·λ/2 oder Vielfache von λ/2

λ/4 oder Vielfache von λ/4

Bild 10.6. Die Zeppelin-Antenne

10.2.1.1. *Der Allband-Zepp*

Ein nach diesen Überlegungen konstruierter Allband-Zepp wird in Bild 10.7. dargestellt.

Diese Antenne ist für 80, 40, 20 und 15 m stromgekoppelt, während bei 10-m-Betrieb Spannungskopplung vorliegt. Sie kann auch mit einer Strahlerlänge nur 20,42 m aufgebaut werden. Dabei ist jedoch ein 80-m-Betrieb mit Zeppelin-Speisung nicht durchführbar. Als Behelfslösung kann die Speiseleitung am senderseitigen Ende kurz-

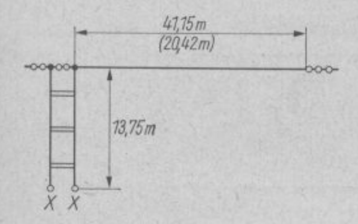


Bild 10.7. Allband-Zeppelin-Antenne

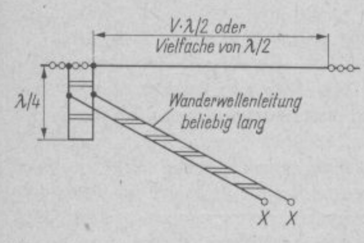


Bild 10.8. Endgespeister Strahler mit unabgestimmter Speiseleitung

geschlossen und über ein *Collins*-Filter angekoppelt werden. Damit läßt sich dieser Strahler im 80-m-Betrieb noch als einfache L-Antenne verwenden.

Soll eine endgespeiste Antenne nur im Einbandbetrieb benutzt werden, so ist es vorteilhaft, das Strahlerende mit einer geschlossenen Viertelwellenleitung abzuschließen und über eine angepaßte Zweidrahtleitung nach Bild 10.8. zu speisen.

Für die Wirkungsweise und Bemessung der Anpaßleitung gelten die in Abschnitt 6.6. gebrachten Ausführungen. Als Wanderwellenleitung beliebiger Länge können dann sowohl UKW-Bandleitungen als auch selbstgebaute Zweidrahtleitungen verwendet werden.

10.2.1.2. *Der Doppel-Zepp (Doublet)*

Ein symmetrisch in seiner Mitte erregter Strahler bietet die reinste Richtcharakteristik. Eine solche zentralgespeiste Antenne mit abgestimmter Speiseleitung kann als *Doppel-Zepp* bezeichnet werden. International nennt man symmetrisch gespeiste Antennen mit abgestimmter Speiseleitung *Doublet*. Das Doublet ist für Allbandbetrieb brauchbar (Bild 10.9.).

Bei Antennen dieser Art können gleichfalls störende Gleichtaktwellen gegen Erde auftreten, wenn Speiseleitung und angeschlossene Strahlerhälfte ganzzahlige Vielfache einer Halbwelle ergeben. Deshalb sollte man auch in diesem Falle die Speiseleitung selbst nicht resonant auslegen. Tabelle 10.1. enthält die erprobten Abmessungen für verschiedene Doublets, deren Speiseleitungslängen so bemessen sind, daß Gleichtaktwellen vermieden werden.

Zur Abstimmung der Speiseleitung und ihrer Ankopplung an die Sender-Endstufe eignen sich die in Abschnitt 8.2. besprochenen Anordnungen.

Wird ein Doublet ausschließlich als Einbandantenne verwendet, kann über eine Viertelwellenanpaßleitung nach Abschnitt 6.6. der Übergang zu einer beliebig langen, unabgestimmten Speiseleitung erfolgen.

Bei einer gesamten Strahlerlänge von mindestens 1λ und ganzzahligen Vielfachen von λ (Spannungsbauch im Speisepunkt) wird eine geschlossene Viertelwellenanpaßleitung verwendet; ist die Strahlerlänge λ/2 oder ein ungeradzahliges Vielfaches von λ/2, kommt eine offene Viertelwellenanpaßleitung in Frage.

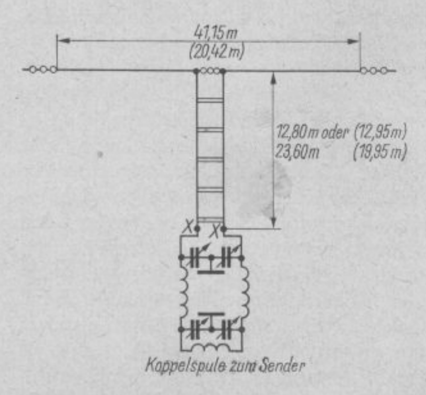


Bild 10.9. Zentralgespeiste Allbandantenne mit abgestimmter Speiseleitung (Doppel-Zepp)

Tabelle 10.1. Erprobte Abmessungen für verschiedene Allband-Doublets

gesamte Strahlerlänge in m	Länge der abgestimmten Speiseleitung in m	Amateurband in m	Art der senderseitigen Ankopplung
		80	Spannungskopplung
		40	Spannungskopplung
41,15	12,80	20	Spannungskopplung
		15	Spannungskopplung
		10	Stromkopplung
		80	Spannungskopplung
		40	Spannungskopplung
41,15	23,60	20	Spannungskopplung
		15	Spannungskopplung
		10	Spannungskopplung
		80	Stromkopplung
		40	Spannungskopplung
20,42	12,95	20	Spannungskopplung
		15	Spannungskopplung
		10	Spannungskopplung
		80	Spannungskopplung
		40	Stromkopplung
20,42	19,95	20	Spannungskopplung
		15	Stromkopplung
		10	Spannungskopplung

10.2.2. Die *Windom*-Antenne

Vor vielen Jahren wurde von *Loren Windom, W8GZ*, die nach ihm benannte *Windom*-Antenne entwickelt. Es ist ein Halbwellenstrahler mit einer beliebig langen, angepaßten Eindrahtspeiseleitung.

Die angepaßte Eindrahtspeiseleitung geht von der Tatsache aus, daß ein einzelner Draht über einer guten Erde einen Wellenwiderstand von etwa 500 Ω aufweist, wenn der Drahtdurchmesser 1,5 bis 2 mm beträgt. Findet man einen Punkt auf dem Antennenleiter, dessen Scheinwiderstand 500 Ω beträgt, so kann dort die Eindrahtspeiseleitung angeschlossen werden, und es herrscht Anpassung. Bei einer Halbwellendrahtantenne liegt dieser Punkt etwa 0,18λ vom Strahlerende entfernt (Bild 10.10.).

Voraussetzung für die einwandfreie Arbeitsweise einer *Windom* sind gute Erdverhältnisse, denn die Erde bildet sozusagen den 2. Leiter der Speiseleitung. Außerdem soll die Eindrahtleitung über eine möglichst große Länge senkrecht zur Antennenleiterlängsachse verlaufen. Auch scharfe Knicke der Eindrahtleitung sind zu vermeiden.

Die Bemessungsformeln für Strahlerlänge l und Entfernung des Anschlußpunktes A vom Strahlerende lauten

$$l = \frac{143\,000}{f} \tag{10.4.}$$

und

$$A = \frac{54\,000}{f}; \tag{10.5.}$$

l in m, A in m, f in kHz.

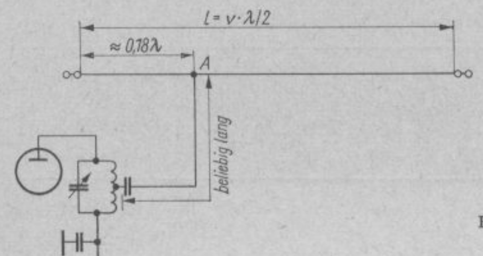


Bild 10.10. Die *Windom*-Antenne

Die einfachste Methode zur Feststellung des richtigen Anschlußpunktes *A* besteht darin, daß man die Eindrahtspeiseleitung um mindestens λ/4 länger als notwendig hält und das Verlängerungsstück so ausspannt, daß es leicht zugänglich ist. Der fließende HF-Strom (oder die vorhandene HF-Spannung) wird nun an verschiedenen Punkten des Verlängerungsstückes gemessen. Durch entsprechendes Verschieben des Anschlußpunktes auf dem Strahler muß erreicht werden, daß der HF-Strom (bzw. die HF-Spannung) an allen Meßpunkten gleich wird. Die Größe des gemessenen Stromes hat dabei keine Bedeutung, und man hüte sich, etwa auf Strommaximum (bzw. Spannungsmaximum) abzugleichen. Wenn ein gleichmäßiger, mittlerer HF-Strom an allen Meßpunkten fließt, weist die Leitung keine Welligkeit mehr auf; denn sie ist angepaßt. Das Verlängerungsstück wird nach erfolgter Anpassung wieder entfernt (Bild 10.11.).

Weniger umständlich ist diese Methode, wenn man mit einem HF-Röhrenvoltmeter (Tastkopf) die Spannung auf der Verlängerungsleitung mißt, die Leitung braucht dann nicht aufgetrennt zu werden. Anpassung besteht, wenn an allen Meßpunkten gleich große HF-Spannung vorhanden ist.
Bei mittleren bis größeren Sendeleistungen genügt als Spannungsindikator auch eine einfache Glimmlampe, die man an der Leitung entlangführt. Sie muß an allen Stellen der Leitung gleichmäßig hell aufleuchten. Schließt man (s. Bild 10.10.) die Eindrahtleitung direkt an eine Anzapfung des Senderanodenkreises kapazitiv an, so können alle vorhandenen Oberwellen ungehindert mit abgestrahlt werden. Man sollte deshalb immer einen Zwischenkreis nach Bild 10.11. einfügen. Noch besser ist ein »einbeiniges« *Collins*-Filter (s. Abschn. 8.1.1.1.), wie in Bild 10.14. wiedergegeben. Bewährte Kreisdaten für den Zwischenkreis sind in Tabelle 10.2. aufgeführt.

Sowohl bei kapazitiver Kopplung mit dem Tankkreis (s. Bild 10.10.) als auch bei Verwendung eines Zwischenkreises muß der Anzapfpunkt an der Kreisspule so gewählt werden, daß die Speiseleitung mit ihrem Wellenwiderstand von etwa 500 Ω impedanzrichtig abgeschlossen wird. Man versucht deshalb zuerst, durch Veränderung der Kreiszapfung bzw. Variation der *Collins*-Filterabstimmung die Einstellung der geringsten Welligkeit zu finden. Den dann noch vorhandenen Rest an stehenden Wellen beseitigt man durch Verschieben des Anschlußpunktes *A* auf dem Strahler.



Bild 10.11. *Windom*-Antenne mit Zwischenkreis und Verlängerungsstück

Tabelle 10.2. Kreisdaten für Zwischenkreise

Amateurband	Kapazität in pF	Induktivität in μH	Spulendaten Windungszahl	Spulendaten Spulendurchmesser in mm
80 m	200	15	20	60
40 m	100	10	16	50
20 m	50	3,5	9	50
15 m	50	1,5	6	50
10 m	50	1,0	5	50

Bild 10.12. enthält die meßtechnisch ermittelten Diagramme für die Bemessung der Strahlerlänge l und die Lage des Anschlußpunktes B, von Strahlermitte aus gerechnet, für eine 80-m-*Windom*. Besteht dabei die Eindrahtleitung aus einem 1,5 bis 2 mm starken Draht und ist eine gute Erde vorhanden, so kann mit ziemlich genauer Anpassung gerechnet werden.

Beispiel
Strahlerlänge l und Abstand B von Strahlermitte sollen für eine *Windom*-Antenne mit einer Resonanzfrequenz von 3700 kHz ermittelt werden.

Die Strahlerlänge l ergibt sich aus der Frequenzgeraden und ihrem Schnittpunkt mit der Längengeraden l auf der oberen Längenskala mit 39,18 m (gestrichelt eingezeichnet). Der Abstand B des Anzapfpunktes von der geometrischen Mitte des Strahlers wird auf der unteren Längeneinteilung mit 5,38 m abgelesen (rechts unten gestrichelt eingezeichnet).

Die bisher dargestellten Ankopplungsformen der *Windom*-Antenne sollte man nur dann anwenden, wenn der Sender in unmittelbarer Nähe der Antenneneinführung steht. Muß die Speiseleitung erst noch durch einen Raum geführt werden, so ist damit zu rechnen, daß das Lichtnetz mit Hochfrequenz verseucht wird und deshalb Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfangs auftreten können.

Durch die Annäherung an Wände usw. verändert sich der Wellenwiderstand der Eindrahtenergieleitung, und es treten besonders innerhalb des Raumes kräftige Stehwellen auf. Zur Energieübertragung innerhalb des Hauses soll deshalb immer

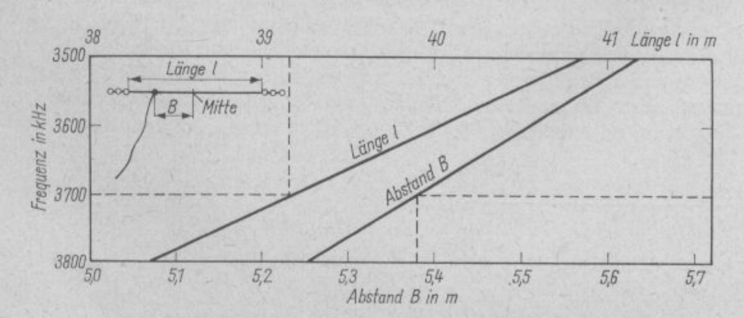


Bild 10.12. Die geometrische Länge l einer *Windom*-Antenne für das 80-m-Band und der Abstand B des Speiseleitungsanschlusses von Strahlermitte aus gerechnet, in Abhängigkeit von der Frequenz

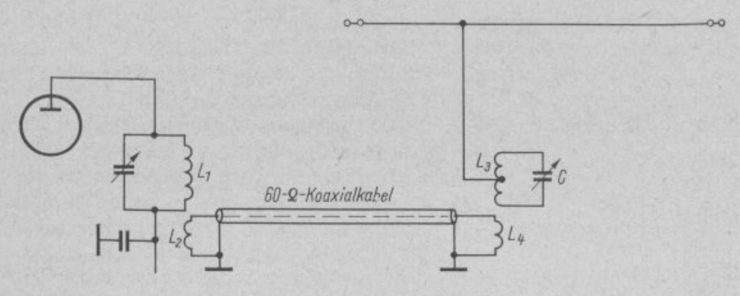


Bild 10.13. *Windom*-Antenne mit *Link*-Kopplung

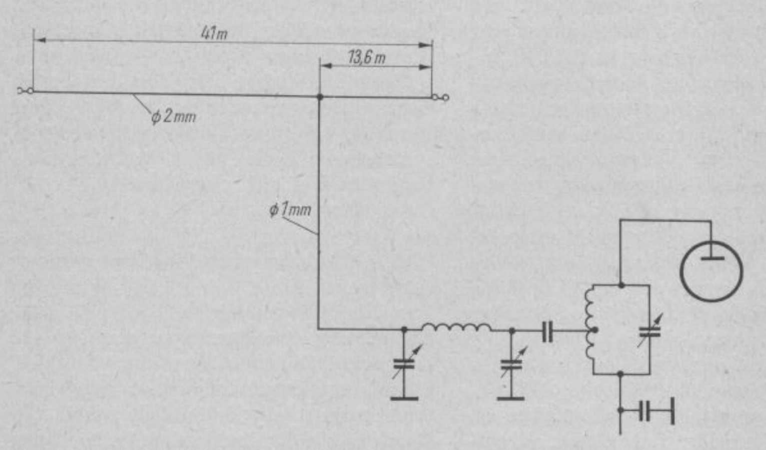


Bild 10.14. Allband-*Windom* nach *VS1AA*

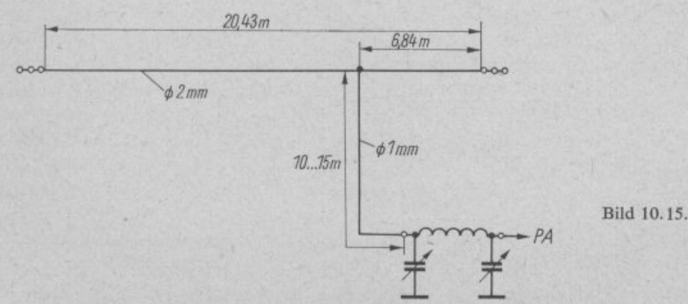


Bild 10.15. Allband-*Windom* mit geringer Baulänge

eine *Link*-Leitung nach Bild 10.13. verwendet werden. Die Kreisdaten L_3–C des Zwischenkreises sind aus Tabelle 10.2. zu ersehen. Die Dimensionierung der *Link*-Leitung wurde in Abschnitt 8. ausführlich behandelt.

10.2.2.1. *Mehrband-Windom-Antennen*

Durch *VSlAA* wurde eine *Mehrband-Windom* bekannt, die auch als *Kompromiß-Windom* bezeichnet wird. Bei dieser ist die Drahtstärke der Energieleitung geringer als die des Strahlers. Bei einem Drahtdurchmesser des Strahlers von 2 mm wählt man die Speiseleitung mit 1 mm Durchmesser (Durchmesser-Verhältnis etwa 2:1).

Bild 10.14. zeigt eine solche Kompromiß-*Windom* nach *VSlAA* mit den erforderlichen Angaben. Sie ist auf allen Amateurbändern brauchbar; man muß aber immer mit einer gewissen Fehlanpassung rechnen. Das am Fußpunkt der Leitung vorhandene »einbeinige« *Collins*-Filter sorgt aber dafür, daß immer auf Resonanz abgestimmt werden kann. Damit wird die Eindrahtleitung ein Mittelding zwischen angepaßter und abgestimmter Leitung. Das ist aber keinesfalls eine schlechte Lösung des Anpassungsproblems.

Die Kompromiß-*Windom* arbeitet im 80-m-Band als Halbwellenantenne, Hauptstrahlrichtung senkrecht zur Strahlerlängsachse. Ein Ganzwellen-Langdraht ist sie beim 40-m-Betrieb, bei 20-m-Betrieb befinden sich 2 Ganzwellen, bei 15 m 3 Ganzwellen und bei 10 m 4 Ganzwellen auf dem Strahler. Die dazugehörigen angenäherten Richtdiagramme sind aus Bild 11.1. zu ersehen. Eine weitere Allband-*Windom* mit geringerer Baulänge zeigt Bild 10.15.

Bei dieser Antenne soll die Länge der Speiseleitung 10 bis 15 m betragen. Sie muß über ein *Collins*-Filter angekoppelt werden. Allerdings arbeitet sie beim 80-m-Betrieb nicht als *Windom;* die Eindrahtspeiseleitung wirkt in diesem Fall selbst als Viertelwellenstrahler über Erde, dessen zu geringe Länge durch den als Dachkapazität dienenden horizontalen Strahlerteil ausgeglichen wird. Das *Collins*-Filter stellt dann die Resonanz mit der Betriebswellenlänge her. Im 40-m-Betrieb wird die Antenne eine Halbwellen-*Windom* mit dem bekannten Achterdiagramm, während bei 20, 15 und 10 m (1λ, 1,5λ, und 2λ) wieder mit den entsprechenden horizontalen Richtdiagrammen nach Bild 11.1. zu rechnen ist.

10.2.3. **Die angepaßte Zweibandantenne**

Eine Zweibandantenne, die über UKW-Bandleitung beliebiger Länge gespeist werden kann, gab *DL1BU* an (Bild 10.16.). Diese Antenne, die mit den angegebenen Abmessungen als Halbwellenstrahler für 40 m und als Ganzwellenantenne für 20 m arbeitet, ist auf beiden Bändern gut an die Speiseleitung angepaßt. Die Antenne läßt sich auch im 10-m-Band noch verwenden,

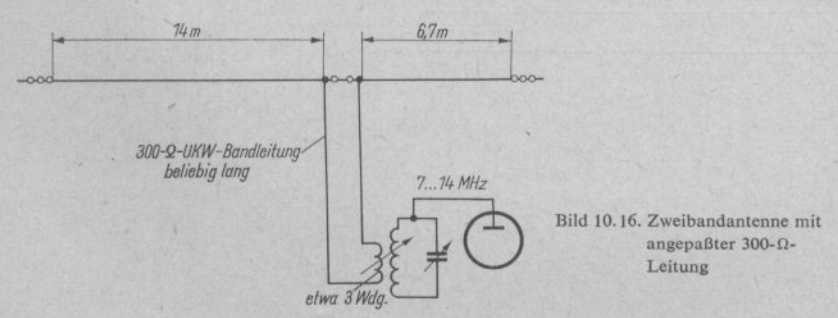


Bild 10.16. Zweibandantenne mit angepaßter 300-Ω-Leitung

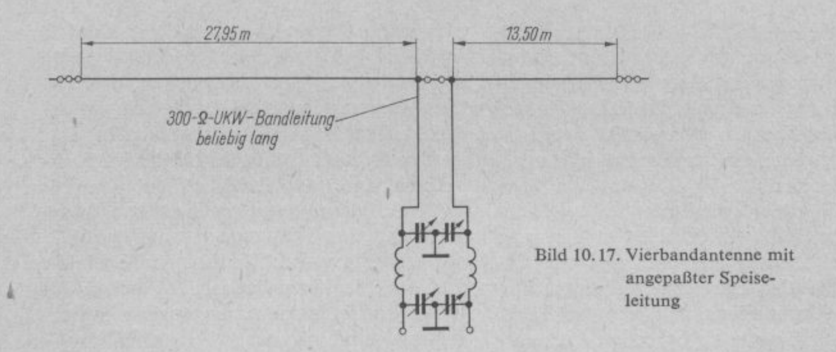


Bild 10.17. Vierbandantenne mit angepaßter Speiseleitung

wenn man eine gewisse Welligkeit der Speiseleitung in Kauf nimmt. Für diesen Betriebsfall sollte jedoch ein *Collins*-Filter am Leitungsende vorgesehen werden (Bild 10.17.).

Das Ermitteln des Anschlußpunktes für die Speiseleitung erfolgt hier nach dem gleichen Prinzip wie bei der *Windom*-Antenne. Die Leistung kann der einer gut angepaßten *Windom* gleichgesetzt werden.

Die TVI-Sicherheit der Zweidrahtspeiseleitung ist größer als die einer *Windom*-Speisung.

10.2.4. Die angepaßte Vierbandantenne

Eine weitere Mehrbandantenne mit angepaßter Speiseleitung, die sogar auf 4 Bändern »geht«, zeigt Bild 10.17. Diese Antenne stellt – wie die Allband-*Windom* – eine Kompromißlösung dar. Auf der Speiseleitung ist ein mehr oder weniger großer Anteil stehender Wellen vorhanden. Das erfordert, die Antenne über ein symmetrisches *Collins*-Filter an den Sender anzukoppeln. Es beseitigt die stehenden Wellen nicht, bringt aber das ganze System in Resonanz und bietet somit der Sender-Endstufe eine reine Wirklast an. Deshalb muß man auch diese Speiseleitung als eine Kreuzung von angepaßter und abgestimmter Leitung betrachten.

Was über Rundfunk- und Fernsehstörungen bei Behandlung der *Windom*-Antenne gesagt wurde, gilt auch für diesen Vierbandstrahler, obgleich durch die UKW-Bandleitung mit genau definiertem Wellenwiderstand etwas günstigere Verhältnisse vorliegen als bei der *Windom*.

10.2.5. Ein angepaßter Allbanddipol

Bei beiden vorgenannten Antennen wurde die Möglichkeit genutzt, auf dem Antennenleiter einen Punkt zu finden, der für mehrere Bänder annähernd gleiche Impedanz aufweist. An dieser Stelle wird der Strahler aufgetrennt und eine Speiseleitung eingefügt, deren Wellenwiderstand etwa gleich der für mehrere Bänder einheitlichen Strahlerimpedanz ist.

Das gleiche Prinzip kann man auch auf einen offenen Viertelwellenstub anwenden.

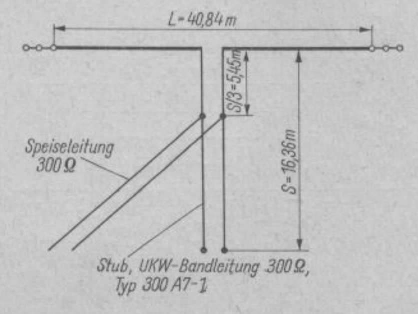


Bild 10.18. Der angepaßte Allbanddipol

Ein für die niedrigste Arbeitsfrequenz bemessener Halbwellendipol wird im zentralen Speisepunkt mit einer offenen Viertelwellenleitung versehen (Bild 10.18.). Ist der Halbwellendipol im 80-m-Band resonant, dann besteht auch annähernd Harmonischenresonanz für 40, 20 und 10 m. Die offene Viertelwellenleitung stellt gleichzeitig eine Halbwellenleitung für 40 m, eine Ganzwellenleitung für 20 m und eine 2λ-Leitung im 10-m-Band dar. Auf dieser offenen Zweidrahtleitung läßt sich ein Punkt finden, der für alle angegebenen Amateurbänder eine Impedanz von etwa 300 Ω aufweist (s. Abschn. 6.6.). Dort kann man eine beliebig lange Speiseleitung von 300 Ω Wellenwiderstand anschließen und damit die Antenne auf allen Bändern annähernd impedanzrichtig speisen. Theorie und Praxis haben ergeben, daß dieser Anschlußpunkt sich bei einem Drittel der Stublänge vom Speisepunkt des Strahlers entfernt befindet.

Stub und Speiseleitung können aus UKW-Bandleitung bestehen. In diesem Fall ist für die Länge der Viertelwellenleitung der Verkürzungsfaktor der Bandleitung zu berücksichtigen. Bei handelsüblichen UKW-Bandleitungen (z.B. Typ *300A7-1* oder *240A4-1*) rechnet man mit $V = 0{,}8$ (Stublänge $= 0{,}8 \cdot \lambda/4$).

Mit den in Bild 10.19. angegebenen Abmessungen beträgt der Welligkeitsfaktor am Anfang des 80-m-Bandes (3500 kHz) $s = 1{,}8$ und steigt bis zum Bandende auf $s = 4$. Im 40-m-Band ist die Anpassung sehr gut und hat $s \leqq 1{,}5$. Auch im Bereich 14000 bis 14200 kHz beträgt die Welligkeit s weniger als 2. Überraschend ist, daß der Strahler auch im 15-m-Band noch gut arbeitet, denn die Welligkeit s wurde über den ganzen Bereich nicht schlechter als 2,5 gemessen. Im 10-m-Band befindet sich bei 29000 kHz eine ausgesprochene Resonanzstelle mit einer Welligkeit von nur etwa 1,2. Sie steigt zum hochfrequenten Bandende bis $s = 2{,}5$ und am Bandanfang auf $s = 3$.

Allbandantennen mit angepaßter Speiseleitung sind immer Kompromißlösungen. Es scheint, daß diese Antenne einen besonders günstigen Kompromiß darstellt.

10.2.6. Die Allbandantenne mit Kabelspeisung

Eine über Koaxialkabel gespeiste Allbandantenne findet man in Bild 10.19. Die Darstellung zeigt, daß es sich um keine »echte« Allbandantenne handelt, da für jedes Band ein gesonderter Halbwellendipol verwendet wird. Es ergibt sich ein großer Aufwand, und auch die mechanische Ausführung kann einige Schwierigkeiten bereiten. Im Eigenbau wird die Antenne meist zu schwer, und der Durchhang ist entsprechend groß.

Industrielle Ausführungen nach diesem Prinzip arbeiten mit einem speziell hergestellten Antennenleiter, bei dem der längste Dipol aus einer zugfesten Stahllegierung besteht. Dieser Dipol hat die Aufgabe, alle

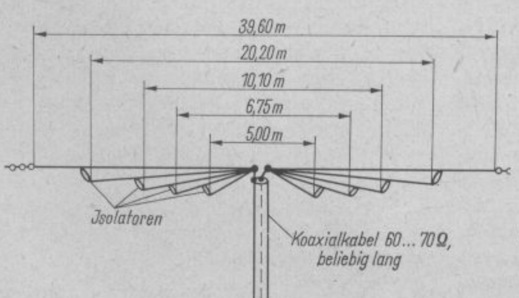


Bild 10.19. Allbandantenne mit Koaxialkabelspeisung

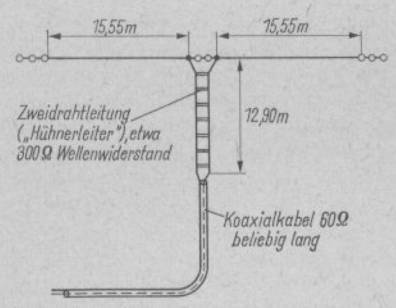


Bild 10.20. Die *G5RV*-Multibandantenne

kürzeren Dipole zu tragen. Letztere sind etwa wie bei einer breiten Stegleitung längengestaffelt in ein gemeinsames Dielektrikum eingebettet.

Da ein solcher Strahler für alle Oberwellen in Resonanz ist, muß man unbedingt dafür sorgen, daß diese durch ein *Collins*-Filter oder andere geeignete Tiefpaßfilter unterdrückt werden.

10.2.7. Die *G5RV*-Multibandantenne

Diese Allbandantenne ist beliebt, da sie sich sehr einfach aufbauen läßt und wenig Platz benötigt. Man sollte jedoch keine allzu großen Hoffnungen in die Leistungsfähigkeit dieses Strahlers setzen, denn es handelt sich um eine Kompromißlösung, die nur im 10-m- und 15-m-Band einen kleinen Gewinn gegenüber einem Normaldipol bringt.

Bild 10.20. gibt die Abmessungen für die *G5RV*-Antenne. Bei der 12,90 m langen Zweidrahtleitung handelt es sich um ein $^5/_4\lambda$-Stück, bezogen auf das 10-m-Band ($^5/_4\lambda \cdot$ Verkürzungsfaktor). Der Wellenwiderstand dieser Leitung ist nicht sehr kritisch, er kann bei 300 bis 400 Ω liegen. Wird das Leitungsstück durch eine 240-Ω-Bandleitung gleicher elektrischer Länge gebildet, steigen die Verluste etwas an. Dabei muß der Verkürzungsfaktor der Bandleitung berücksichtigt werden. Verwendet man beispielsweise eine UKW-Bandleitung Typ *300A7-1*, so errechnet sich die geometrische Länge der $^5/_4\lambda$-Leitung wie folgt:

$^5/_4\lambda$ für das 10-m-Band entsprechen einer Leitungslänge von 13,15 m ohne Berücksichtigung des Verkürzungsfaktors. Der Verkürzungsfaktor beträgt 0,8 bei der Bandleitung *300A7-1*. Das ergibt die mechanische Länge

$$13{,}15 \cdot 0{,}8 = 10{,}52 \text{ m}.$$

Im 10-m-Band beträgt die Antennenlänge $6 \cdot \lambda/2$; in der Strahlermitte am Speisepunkt befindet sich demnach ein Spannungsmaximum (Impedanz hochohmig). Die $^5/_4\lambda$-Leitung als ungeradzahlige Vielfache von $\lambda/4$ transformiert bekanntlich von hochohmig zu niederohmig und umgekehrt. An ihrem unteren Ende, dem Anschlußpunkt des beliebig langen 60-Ω-Koaxialkabels, herrscht deshalb ein Spannungsminimum (niederohmig), und die Anpassung an das Speisekabel wird ausreichend genau.

Beim 15-m-Betrieb beträgt die gesamte Strahlerlänge reichlich 2λ; die Anpassungsleitung ist – bezogen auf 15 m – etwas länger als $^3/_4\lambda$. Trotz Fehlbemessung (zu lang) kann noch mit brauchbarer Anpassung gerechnet werden.

Für 20 m haben die beiden Strahlerhälften zusammen eine Länge von $1{,}5\lambda$; deshalb ergibt sich in ihrer Mitte ein niederohmiger Speisepunkt. Da das angeschlossene Anpassungsstück für 20 m länger als $\lambda/2$ ist, besteht Fehlanpassung des 60-Ω-Kabels. Die Antenne arbeitet auf 20 m nicht optimal, denn die Welligkeit der Speiseleitung verursacht Verluststrahlung.

Sehr unübersichtlich werden die Resonanzverhältnisse im 40-m-Band, da der Strahler als Halbwellendipol zu lang und für Ganzwellenresonanz zu kurz ist. Die Anpassungsleitung wirkt nun als Teil des Strahlers und verlängert diesen entsprechend. Durch diese erzwungene Resonanz wird die *G5RV* im 40-m-Band zu einer Behelfsantenne.

Noch ungünstiger liegen die Verhältnisse beim 80-m-Betrieb. Auch in diesem Fall muß wieder die Paralleldrahtleitung angewendet werden, um das Gebilde wenigstens einigermaßen in Resonanz zu bringen.

Durch erhebliche Fehlanpassung entstehen außerdem starke Verluste im Speisekabel.

Eine solche Antenne muß – wie alle Kompromißlösungen – über ein π-Filter an die Sender-Endstufe angepaßt werden. Dann kann sie bei guter Lage besonders im 10- und 15-m-Band zufriedenstellend arbeiten.

10.2.8. Die *W3DZZ*-Allbandantenne

Die von *W3DZZ* konstruierte Allbandantenne mit angepaßter Koaxialkabelspeisung verdient besondere Beachtung. Für den Funkamateur, der sich mit geringem Aufwand eine gut arbeitende Allbandantenne bauen will, ist die *W3DZZ* zweifellos eine empfehlenswerte Bauform (Bild 10.21.).

Man erkennt diese Antenne schon äußerlich an den Traps (engl.: Trap = Falle), die in den Antennenleiter eingefügt sind. Der Platzbedarf ist gering. Beim Betrieb auf 10, 15 und 20 m bringt die *W3DZZ* einen spürbaren Antennengewinn, verglichen mit einem einfachen Dipol. Nachträgliche Korrekturen sind nicht erforderlich, wenn die in Bild 10.21. angegebenen Dimensionen genau eingehalten werden. In England ist die gleiche Antenne auch als *G8KW*-Multibanddipol bekannt.

Die Spulen der beiden Sperrkreise L_1 und L_2 haben eine Induktivität von je 8,3 µH, die Kapazität der Kondensatoren C_1 und C_2 beträgt je 60 pF. Daraus ergibt sich eine Resonanzfrequenz der Kreise L_1–C_1 und L_2–C_2 von 7050 kHz. Als Richtwert für die Spule L_1 bzw. L_2 dienen folgende Angaben: Spulendurchmesser 50 mm, Spulenlänge 80 mm, Windungszahl 19. Die Spule ist so zu verändern, daß sich zusammen mit einem Festkondensator von 60 pF die Resonanzfrequenz 7050 kHz ergibt. Die Messung der Resonanzfrequenz kann mit einem geeichten Grid-Dip-Meter erfolgen.

Die Traps (Sperrkreise) sind das Kriterium der *W3DZZ*-Antenne. Es wird nicht nur eine hohe Kreisgüte, sondern auch eine sehr gute Temperaturkonstanz der Kreise gefordert. Man muß immer berücksichtigen, daß die Sperrkreise im Freien sehr starken Temperaturschwankungen ausgesetzt sind, die sich mehr oder weniger stark auf die Resonanzfrequenz auswirken. So kann es vorkommen, daß die *W3DZZ* nur in einem bestimmten Bereich der Außentemperatur »geht« und bei größeren Temperaturänderungen versagt. Deshalb sollten die Kreise vor dem endgültigen Einbau einer Temperaturkompensation unterzogen werden. Das geschieht, indem man der Spule, die im allgemeinen einen leicht positiven Temperaturbeiwert aufweist, einen Kondensator mit entgegengesetztem, also leicht negativem Temperaturkoeffizienten parallelschaltet. Oft wird man für eine ausreichende Temperaturkompensation Kombinationen von Kondensatoren verschieden großer Temperaturbeiwerte verwenden

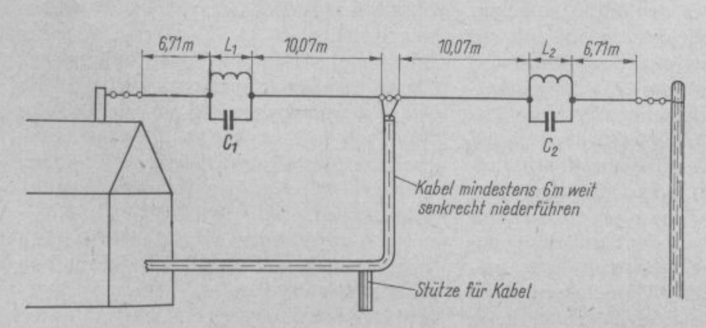


Bild 10.21. Die *W3DZZ*-Antenne

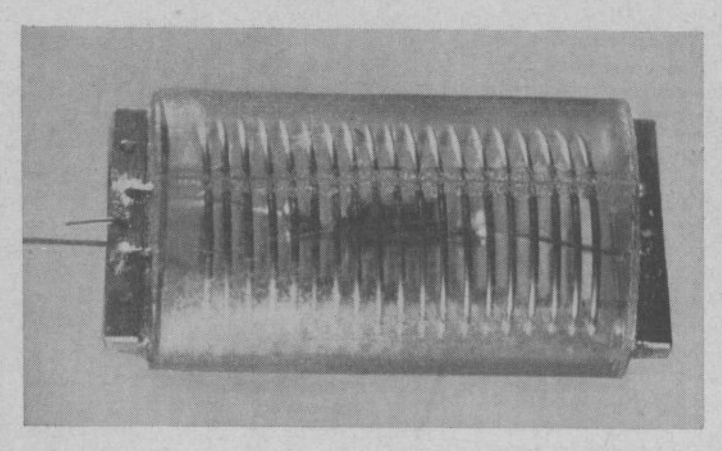


Bild 10.22. Ausführungsbeispiel für den Sperrkreis einer *W3DZZ*-Allbandantenne nach *DM2AKN*

müssen. Dabei ist jedoch immer zu berücksichtigen, daß die resultierende Kapazität in jedem Fall 60 pF betragen muß. Vom Erfolg der Kompensationsbemühungen überzeugt man sich, indem der Sperrkreis abwechselnd erwärmt und abgekühlt wird. Dabei ist jeweils die Resonanzfrequenz nachzumessen und der Temperaturgang entsprechend zu korrigieren.

An den Sperrkreisen treten hohe Spannungen auf. Es ist deshalb zu empfehlen, Kondensatoren möglichst hoher Durchschlagsfestigkeit zu verwenden. In diesem Fall sind Prüfspannungen von 3 kV kein Luxus! Eine besonders hochwertige Spule erhält man, wenn diese aus etwa 2 mm dikkem, versilbertem Kupferdraht freitragend angefertigt wird. Den Kondensator muß man in ein Röhrchen aus *Polystyrol* feuchtigkeitssicher unterbringen (mit *Polystyrol*-Kleber dichten!). Der gesamte Sperrkreis kann auch von einem isolierenden Schutzgehäuse aufgenommen werden. Teilweise eignen sich dazu die vielfach angebotenen Kunststoffbehälter. Einen Ausführungsvorschlag zeigt Bild 10.22. Es wird ein *Piacryl*-Zylinder mit einer Gesamtlänge von 135 mm und einem Außendurchmesser von 65 mm verwendet. Die Spule hat nach Angaben von *DM2AKN* 20 Wdg. 1,5-mm-Cu-Draht bei einem Spulendurchmesser von 50 mm. Als Dielektrikum des 60-pF-Kondensators wurde *Tempa S* gewählt.

Die Resonanzfrequenzen der *W3DZZ*-Antenne liegen bei 3,7 MHz, 7,05 MHz, 14,1 MHz, 21,2 MHz und 28,4 MHz. Der Strahler arbeitet auf 80 m als Halbwellendipol. Die gesamte Drahtlänge von 33,56 m ist für einen $\lambda/2$-Dipol auf 80 m zu kurz; die Spulen L_1 und L_2 dienen jedoch als Verlängerungsspulen, so daß die Resonanzfrequenz bei 3700 kHz liegt.

Im 40-m-Band wirken die beiden Kreise als Sperrkreise mit der Resonanzfrequenz von 7050 kHz. Infolge des hohen Resonanzwiderstandes dieser Kreise für 40 m sind nur die beiden 10,07 m langen Drahtstücke als Strahler wirksam. Die *W3DZZ* arbeitet also auch im 40-m-Band als Halbwellendipol.

Auf 20 m beträgt die elektrische Strahlerlänge $1{,}5\lambda$, bei 15 m $2{,}5\lambda$ und für 10 m $3{,}5\lambda$. Für 14 MHz wirken die Kondensatoren C_1 und C_2 verkürzend, während beim 21-MHz- und 28-MHz-Betrieb die Spulen L_1 und L_2 den Strahler bis zur Resonanzfrequenz elektrisch verlängern. In allen Fällen liegt der Speisepunkt im Strombauch, die Speisung erfolgt deshalb niederohmig über ein Koaxialkabel mit 60 bis 75 Ω Wellenwiderstand. Dabei wird der Welligkeitsfaktor s in keinem Band größer als 2.

Die *W3DZZ*-Antenne kann noch verbessert werden, indem an Stelle des Koaxialkabels zur Speisung eine abgeschirmte, symmetrische 120-Ω-Leitung verwendet wird (z.B Typ *120D10-1*). In diesem Fall ist die Symmetrie gewahrt. Außerdem liegt der Strahlungswiderstand dieser Antenne beim 20-, 15- und 10-m-Betrieb um 120 Ω (siehe Bild 11.2.), so daß auf den DX-Bändern mit einer Anpassung von nahezu 1 gerechnet werden kann. Die Welligkeit beim 40-m- und 80-m-Betrieb hält sich dabei in tragbaren Grenzen und überschreitet kaum den Wert 2.

Aus Bild 10.21. geht hervor, daß das Speisekabel vom Speisepunkt aus mindestens 6 m senkrecht herabgeführt werden sollte. Das ist eine allgemeine Regel, die für alle Speiseleitungen gilt. Die Speiseleitung kann man beliebig lang auslegen, da ja – so hofft man wenigstens – der Speisepunkt der Antenne durch die Energieleitung impedanzrichtig abgeschlossen ist. Versuche haben jedoch gezeigt, daß sich optimale Resultate dann erzielen lassen, wenn die elektrische Länge der Speiseleitung sieben Halbwellen von 28,4 MHz beträgt. Da für die Frequenz 28,4 MHz eine Wellenlänge von rund 10,6 m gesetzt werden kann, hat eine Halbwelle 5,3 m. Sieben Halbwellen ergeben demnach eine Länge von 37,1 m. Nun ist noch der Verkürzungsfaktor des Speisekabels zu berücksichtigen; er beträgt im allgemeinen 0,66. Mechanische Länge der Speiseleitung: 37,1 m · 0,66 ≈ 24,49 m. Sollte diese Leitungslänge nicht ausreichen, kann die Speiseleitung auf höhere, jedoch ungeradzahlige Halbwellen von 10,6m verlängert werden (z.B. 9, 11, 13 Halbwellen elektrischer Länge). Diese Maßnahmen sollen verhindern, daß sich Mantelwellen auf dem Koaxialkabel bilden, deren Auftreten durch die unsymmetrische Speisung sehr begünstigt wird. Speist man dagegen – wie oben erwähnt – mit einer symmetrischen 120-Ω-Leitung, ist man nicht an eine bestimmte Kabellänge gebunden.

Eine weitere Mehrbandantenne nach Art des *W3DZZ*-Strahlers kommt mit einer Gesamtlänge von knapp 17 m aus und ist für die Bänder 40 m, 20 m und 10 m brauchbar (Bild 10.23.). Die beiden dem Speisepunkt benachbarten Leiterstücke haben eine Länge von je 5,08 m. Es folgen beiderseits die Sperrkreise, an die sich die beiden äußeren Dipoläste mit je 3,20 m Länge anschließen. Die beiden Sperrkreise haben eine Resonanzfrequenz von 14,1 MHz, dargestellt durch eine Spule von 4,7 µH Induktivität und einen Kondensator von 27 pF. Die Spulen wirken beim 40-m-Betrieb als Verlängerungsspulen und sorgen dafür, daß trotz der zu geringen Spannweite in diesem Band Halbwellenresonanz eintritt. Wird der Strahler im 20-m-Band erregt, so tritt Sperrkreiswirkung der beiden für 14,1 MHz resonanten Traps ein; dadurch werden die beiden äußeren Sektionen unwirksam. Auch in diesem Fall weist die Antenne mit den beiden inneren Dipolästen von je 5,08 m Länge Halbwellenresonanz auf. Im 10-m-Band schließlich wird die Antenne zu einem Dipol mit einer elektrischen Länge von 2,5, da die Sperrkreisspulen nun wieder eine elektrische Verlängerung bewirken.

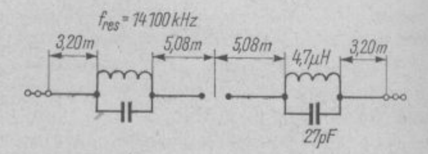


Bild 10.23. Abgewandelte *W3DZZ*-Antenne für 3 Bänder

Speisung und Aufbau erfolgen analog der *W3DZZ*-Antenne. Die dort gegebenen Hinweise haben auch für diesen Strahler Gültigkeit.

10.3. Raumsparende Dipolanordnungen

Der Wunsch nach leistungsfähigen Antennensystemen dürfte bei den meisten Funkamateuren durch die örtlich gegebenen Montagemöglichkeiten begrenzt sein.

Oft wird auf dem Hausdach noch so viel Platz vorhanden sein, daß wenigstens für die hochfrequenten Amateurbänder eine wirkungsvolle Antenne errichtet werden kann. Erfahrungsgemäß beginnt aber der junge Funkamateur seine Tätigkeit auf der »Spielwiese«, dem beliebten 80-m-Band. Dort werden Antennenfragen wegen der erforderlichen großen Strahlerlängen oft zum Problem. Wer sich mit der Thematik befaßt hat, wird jedoch auch unter schwierigen Verhältnissen noch eine brauchbare Möglichkeit für den Aufbau einer guten Antenne finden. Eine Patentlösung kann es natürlich nicht geben, weil die örtlichen Verhältnisse zu verschieden sind.

Die nachstehend beschriebenen raumsparenden Antennenanordnungen für 80 und 40 m sollen – sofern ein direkter Nachbau nicht möglich ist – brauchbare Hinweise und Anregungen vermitteln.

10.3.1. Die Zweiband-T-Antenne

Die in Bild 10.24. gezeigte T-Antenne hat eine sehr kompakte, raumsparende Form. Trotzdem handelt es sich um einen vollwertigen Strahler für 80 m und 40 m.

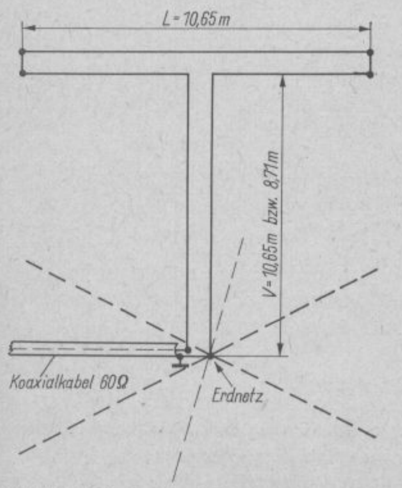


Bild 10.24. Die Zweiband-T-Antenne

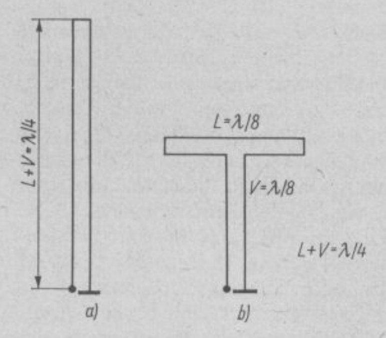


Bild 10.25. Die T-Antenne bei 80-m-Betrieb; a – vertikaler $\lambda/4$-Strahler, b – vertikale Verkürzung unter Beibehaltung der $\lambda/4$-Resonanz

Die Antenne wirkt beim 80-m-Betrieb als vertikal polarisierter Zweidrahtstrahler mit einer wirksamen Länge von $\lambda/4$. Bild 10.25. soll die Arbeitsweise für diesen Betriebsfall erklären. Dargestellt wird ein senkrechter, als halber Faltdipol ausgebildeter Viertelwellenstrahler (Bild 10.25.a). Bild 10.25.b zeigt den gleichen Strahler mit dem Unterschied, daß dessen obere Hälfte vertikal zusammengedrückt ist. Es entsteht dadurch eine T-Form, wobei fast die gesamte HF-Leistung durch den vertikalen Abschnitt der Antenne abgestrahlt wird, während der horizontale Teil die Funktion einer Dachkapazität übernimmt. Die den Strahler ergänzende 2. Viertelwellenlänge befindet sich spiegelbildlich in der Erde (*Marconi*-Antenne). Deshalb sind für diesen Betriebsfall günstige Erdverhältnisse von entscheidender Bedeutung für die gute Funktion der Antenne. Die Ausführungen des Abschnittes 19.1. sollten aus diesem Grund besonders beachtet werden.

Beim 40-m-Betrieb hat der vertikale Teil des Strahlers die Länge $\lambda/4$. Er wirkt deshalb als Viertelwellentransformator (s. Abschnitt 6.5.), der das niederohmige Speisekabel (Koaxialkabel) an den hochohmigen Speisepunkt im Horizontalteil der Antenne anpaßt.

Strahlerabschnitt L hat eine Länge von 10,65 m, sein Aufbau entspricht einem

Faltdipol. Der Leiterabstand ist nicht kritisch, man kann ihn für beide Abschnitte mit Wellenwiderständen zwischen etwa 300 und 500 Ω bemessen (s. Bild 5.4.). Auch der senkrechte Abschnitt V ist 10,65 m lang, sofern er aus einer luftisolierten Zweidrahtleitung (»Hühnerleiter«) besteht. Es kann jedoch auch eine handelsübliche UKW-Bandleitung mit 300 Ω Wellenwiderstand verwendet werden (z.B. Typ *300A7-1*). Hierbei muß man den Verkürzungsfaktor dieser Leitung berücksichtigen, der im allgemeinen 0,8 beträgt. Daraus ergibt sich eine Länge *V* von nur 8,71 m. Die gesamte Antennenhöhe verringert sich dadurch um fast 2 m, was in manchen Fällen erwünscht sein dürfte.

Da die Antenne bei 80-m-Betrieb als vertikal polarisierter Viertelwellenstrahler arbeitet, ist es wichtig, daß der untere Abschnitt möglichst senkrecht herabgeführt wird. Er endet in unmittelbarer Erdbodennähe, damit der Anschluß an das Erdnetz ohne Umwege erfolgen kann. Dort wird auch das 2. »Bein« der Antennenzuleitung mit dem Innenleiter des 60-Ω-Koaxialkabels verbunden. Dieses darf beliebig lang sein und kann auch unter der Erdoberfläche verlegt werden.

Da die Antenne durch die Leitung direkt geerdet ist, erübrigen sich besondere Blitzschutzmaßnahmen.

10.3.2. Verkürzte Dipole für 80 und 40 m

Häufig bestehen Schwierigkeiten, die Drahtlänge eines Halbwellendipols für 80 m unterzubringen. In solchen Fällen ist es möglich, durch die Verwendung von Verlängerungsspulen die freie Drahtlänge nach Bedarf zu kürzen.

Je näher eine Spule zum Strombauch der Antenne gerückt wird, desto größer ist ihre verkürzende Wirkung. Es läßt sich nun ein Punkt auf dem Antennenleiter finden, in dem eine dort eingeschaltete Spule sich gerade so auswirkt, daß der Strahler für 2 harmonisch zueinander liegende Frequenzen resonant ist. Dabei tritt außerdem der unangenehme Effekt auf, daß die Antenne um so schmalbandiger wird, je stärker man die freie Drahtlänge verkürzt. Das bedeutet, daß bei einer 80-/40-m-Antenne das 40-m-Band in jedem Fall ganz überdeckt wird; denn der Strahler hat für diesen Betriebsfall annähernd volle Länge. Dagegen beträgt die Bandbreite im 80-m-Band nur etwa 80 kHz, da der Strahler stark verkürzt ist.

Jede durch den Einsatz von Verlängerungsspulen geometrisch verkürzte Antenne hat 3 variable Größen: die Strahlerlänge, die Lage der Verlängerungsspule und deren Induktivität. Versuche haben ergeben, daß für einen Dipol, der für 40 m sowie für 80 m resonant und auch entsprechend verkürzt sein soll, Spulen mit einer Induktivität von 120 μH besonders geeignet sind. Bild 10.26. zeigt einen Dipol, der für den Telegrafieteil des 80-m-Bandes bemessen ist, während er im 40-m-Band volle Bandbreite aufweist. Die gesamte Spannlänge dieser Zweibandantenne beträgt rund 26 m. Da es sich um einen Halbwellendipol handelt, liegt der Widerstand im Speisepunkt bei 60 Ω. Die Induktivität der beiden Verlängerungsspulen wird mit je 120 μH angegeben. Diesen Wert erreicht man, wenn ein Kunststoffrohr von etwa 26 mm Durchmesser mit 200 Wdg. eines 1 mm dicken Kupferlackdrahtes eng bewickelt wird. PVC-Rohr, 3/4 Zoll dick (Wasserleitungsrohr), ist als Wicklungsträger gut geeignet. Die Wicklung benötigt einen Oberflächenschutz durch einen guten Isolierlack.

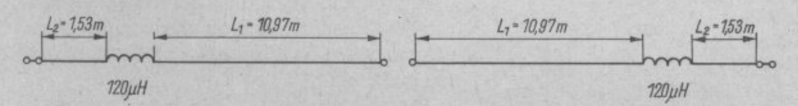


Bild 10.26. Zweibandkurzdipol 80 m/40 m

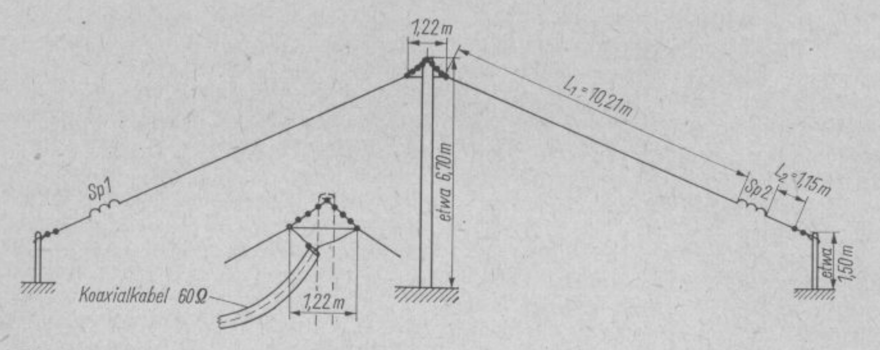


Bild 10.27. Geneigter Kurzdipol für 80 m und 40 m

Soll die 80-m-Resonanz mehr zum hochfrequenten Bandende hin verschoben werden, so kann man die Längen L_2 etwas kürzen (z.B. auf je 1,25 m).

Eine gleichartige Antenne, jedoch in der Form eines geneigten Kurzdipols, zeigt Bild 10.27. Sie braucht nur einen rund 7 m Mittelmast, sowie 2 Haltepfosten von je 1,50 m Höhe. Es fällt auf, daß der Dipol in der Mitte nicht aufgetrennt ist. Das koaxiale Kabel wird in diesem Fall über eine Delta-Anpassung angeschlossen (s. Abschnitt 6.1.).

Die 80-m-Resonanz dieser Antenne liegt im Telefonieteil des 80-m-Bandes (etwa 3700 kHz). Die Daten beider Verlängerungsspulen sind identisch mit denen aus Bild 10.26. Da die Antenne durch die geringe Bauhöhe von den Erdverhältnissen stark beeinflußt wird, ist eine Nachprüfung der Resonanz mit einem Grid-Dip-Meter in jedem Fall erforderlich. Beide Antennen sollten über ein unsymmetrisches *Collins*-Filter an die Sender-Endstufe angepaßt werden (s. Abschn. 8.1.1.).

Der Mittelmast kann voll ausgenutzt und gleichzeitig zusätzlich abgespannt werden, wenn man rechtwinklig zur Spannrichtung der 80-/40-m-Antenne noch einen geneigten Halbwellenstrahler für das 20-m-Band anbringt. Die Forderung nach rechtwinkliger Verspannung besteht nur aus mechanischen Gründen; man kann die beiden Strahler auch im spitzen Winkel zueinander anordnen. Die Schenkellänge für den 20-m-Dipol beträgt je 5,04 m; bei Bedarf können auch noch Dipole für 15 und 10 m angebracht werden. Der Mittelmast kann aber auch noch einen Vertikalstrahler tragen, eine Lösung, die für die hochfrequenten Amateurbänder sicher günstiger wäre.

10.3.3. Die Drahtpyramide

In den Jahren des Sonnenfleckenminimums belebt sich das 80-m-Band, weil die Bereiche 10 und 15 m dann nicht oder nur sehr selten brauchbar sind. Dem DX-Spezialisten bieten sich gerade zu Zeiten des Sonnenfleckenminimums auf 80 m manchmal gute DX-Möglichkeiten. Um diese nutzen zu können, ist allerdings eine gute Antenne Voraussetzung.

Ein guter 80-m-Strahler benötigt leider viel Platz und hohe Aufhängepunkte. Die Mindestforderung wäre ein Halbwellenstrahler mit reichlich 40 m Spannlänge, der in der luftigen Höhe von mindestens 20 m über dem Erdboden schweben sollte. Selbst dann kann nicht in allen Fällen mit einer günstigen Abstrahlung gerechnet werden, weil umliegende Hindernisse (insbesondere waagrecht verlaufende Drahtleitungen, Dachrinnen, Metallkonstruktionen usw.) den Strahler stark beeinflussen können. Es entstehen dabei unkontrollierbare Absorptionen und Reflexionen; die elektrisch

wirksame Antennenhöhe erscheint gegenüber der geometrischen Höhe stark vermindert. Ein solcher Halbwellendipol weist dann keinesfalls mehr den theoretischen Fußpunktwiderstand von 60 bis 70 Ω auf, sondern einen wesentlich geringeren. 80-m-Strahler mit guten Strahlungseigenschaften sind daher bei Funkamateuren ziemlich selten zu finden.

Oft begnügt man sich bewußt mit verkürzten Behelfsausführungen und ist bemüht, die Strahlungsverluste durch Leistungserhöhung anzugleichen.

Wenig bekannt ist bisher eine Antennenform, die man als Drahtpyramide bezeichnen kann (Bild 10.28.). Sie begnügt sich mit einer Aufbaufläche von etwa 14 × 14 m und benötigt nur einen einzigen etwa 13 m hohen Mast. Trotzdem handelt es sich um eine vollwertige Antenne mit guten Abstrahleigenschaften und besonderer Eignung für den 80-m-Betrieb.

Die gesamte Drahtlänge der Pyramide beträgt 1λ. Die Antennendrähte wirken gleichzeitig als mechanische Abspannung für den Mittelmast. Der Verlauf des Antennenleiters und dessen Einspeisepunkte sind in Bild 10.29. gesondert dargestellt. Man kann daraus erkennen, daß er 2 gleichseitige Dreiecke mit je λ/6 Seitenlänge bildet. Durch die Art der Speisung verlaufen die Ströme der dem Speisepunkt benachbarten 4 geneigten Drahtabschnitte

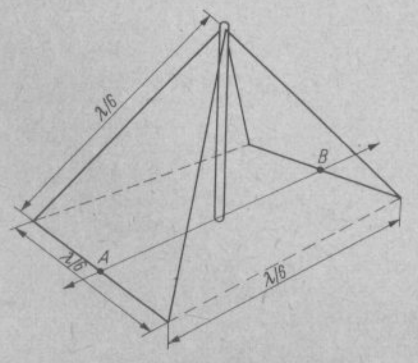


Bild 10.28. Das Schema der Drahtpyramide

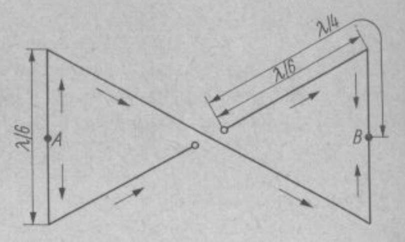


Bild 10.29. Leiterschema mit Stromrichtung für die Drahtpyramide

gleichphasig (s. Strompfeile). Die beiden waagrechten und erdbodennächsten λ/6-Abschnitte führen eine gegenphasige Stromverteilung, wobei in ihrer Mitte (Punkte A und B) Spannungsmaximum besteht. Daraus kann gefolgert werden, daß die horizontalen Drähte nur unbedeutend an der Strahlung beteiligt sind.

Das Strahlungsdiagramm zeigt eine zweiseitige Bevorzugung der Richtung A–B; das Strahlungsminimum liegt rechtwinklig dazu. Maxima und Minima sind aber nicht sehr ausgeprägt, und man kann sagen, daß die Antenne nach allen Richtungen gut abstrahlt. Das Richtdiagramm und der Fußpunktwiderstand werden durch den Knickwinkel der Drähte, durch die Aufbauhöhe und durch die Erdverhältnisse beeinflußt. Der Widerstand im Speisepunkt liegt etwa zwischen 60 und 100 Ω. Eine direkte Speisung mit Koaxialkabel beliebiger Länge ist deshalb möglich.

Der Antennenwirkungsgrad steigt mit der Aufbauhöhe. Eine Länge des Mittelmastes von 13 m und eine Höhe der waagrechten Drahtabschnitte von 3 m über dem Erdboden sind Mindestforderungen. Die Pyramide ist ziemlich resonanzscharf (schmalbandig). Da sie außerdem über eine angepaßte Speiseleitung erregt wird, läßt sich die Antenne nicht mit den Abstimmmitteln eines Antennenkopplers jeweils in Resonanz bringen. Sollte der Leistungsabfall an den Bandenden zu groß werden, so gibt es eine verhältnismäßig einfache Möglichkeit, die Resonanz den Bedürfnissen entsprechend zu verändern. Man legt

dabei die Antennenresonanz in die Nähe des hochfrequenten Bandendes (z. B. 3750 kHz) und setzt die Resonanzfrequenz bei Bedarf durch Anklemmen je eines Drahtstückes an die Punkte A und B (Mittelpunkte der horizontalen Abschnitte) herab. Als Faustregel gilt, daß eine Verlängerung von je 45 cm die Resonanzfrequenz um 50 kHz vermindert. Es ist im allgemeinen ausreichend, die Antenne für eine Resonanzfrequenz von 3700 kHz zu bemessen.

Man kann damit gut im Telefoniebereich von 3600 bis 3800 kHz arbeiten. Für Telegrafiebetrieb stimmt man die Antenne auf 3550 kHz um. Dazu wird mit einer Krokodilklemme an den Punkten A und B je ein 135 cm langer Drahtschwanz angeklemmt. Wer auf gutes Aussehen und besonders stabile Verhältnisse Wert legt, kann zwischen dem Mittelmast und den Punkten A bzw. B feste Leitungen verlegen, die alle 45 cm oder 90 cm durch Isolatoren unterbrochen sind. Durch Überbrücken der Isolatoren läßt sich die Resonanz in Intervallen von 50 kHz bzw. 100 kHz verändern.

Freunde der Automatisierung können die Umschaltung durch Relais vom Stationsraum aus betätigen. Da die Punkte A und B im Spannungsmaximum liegen, müssen hochwertige Isolatoren zum Einsatz kommen. Die Resonanzfrequenz mißt man über eine Koppelspule am senderseitigen Ende des Speisekabels mit dem Grid-Dip-Meter. Die in Bild 10.30. eingetragenen Abmessungen wurden für eine Resonanz von 3700 kHz vorausberechnet.

Zur Verbesserung der Standfestigkeit sollte man die 4 Außenpfeiler in Zugrichtung abstreben. Für das Koaxialkabel empfiehlt sich eine Länge von $\lambda/2$. Bei Kabel mit einem Verkürzungsfaktor von 0,66 (z. B. Typ *60-7-2*) beträgt die geometrische Länge 26,75 m.

Eine Symmetrierung ist nicht unbedingt erforderlich. Der vorhandene Mittelmast läßt sich noch für weitere Antennensysteme nutzen.

Hinsichtlich der guten Eigenschaften einer Drahtpyramide kann noch hervorgehoben werden, daß wegen der geneigten Strahlerdrähte die Kopplung mit benachbarten waagrechten Netz- und Fernmeldefreileitungen wesentlich geringer ist als bei einem horizontal aufgebauten Strahler. Dadurch wird die umgebungsbedingte Beeinflussung erheblich gemindert.

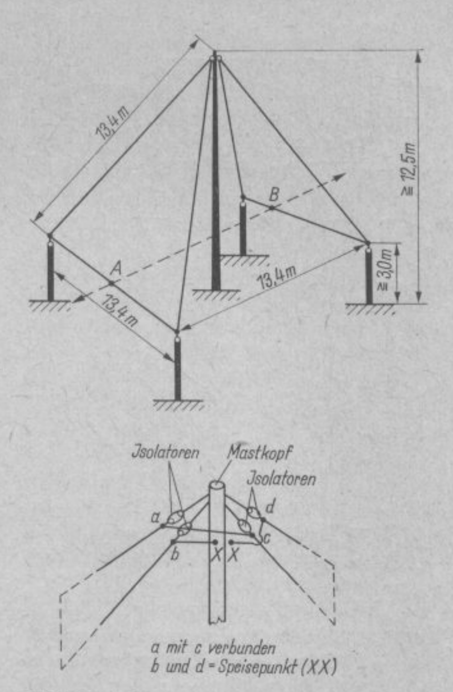


Bild 10.30. Aufbau und Abmessungen einer Drahtpyramide (Resonanzfrequenz 3700 kHz)

10.4. Rundstrahlende Winkeldipole

In vielen Fällen, wie beispielsweise im 80-m-Band und bei Rundspruchstationen, sind Antennen mit horizontaler Rundcharakteristik sehr erwünscht. Vertikal aufgestellte Dipole haben in der Horizontalebene ein kreisförmiges Strahlungsdiagramm. Leider sind Vertikaldipole für die »langwelligen« Amateurbänder kaum zu verwirklichen, denn eine solche Antenne für 80 m würde eine Mindestbauhöhe von 40 m er-

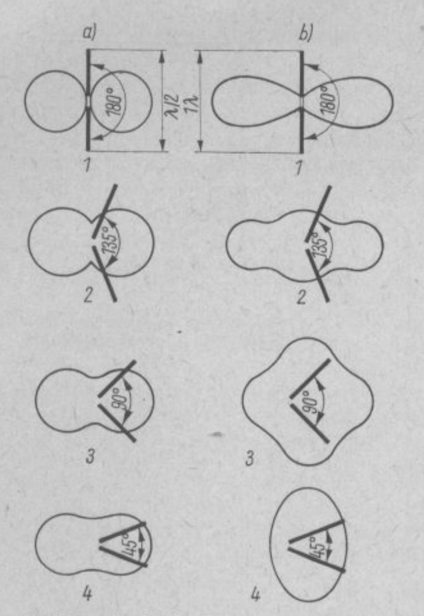


Bild 10.31. Horizontaldiagramme waagrechter Winkeldipole; a – Halbwellendipole, 1 – gestreckter $\lambda/2$-Dipol, 2 – 135°-$\lambda/2$-Winkeldipol, 3 – 90°-$\lambda/2$-Winkeldipol, 4 – 45°-$\lambda/2$-Winkeldipol; b – Ganzwellendipole, 1 – gestreckter 1λ-Dipol, 2 – 135°-1λ-Winkeldipol, 3 – 90°-1λ-Winkeldipol, 4 – 45°-1λ-Winkeldipol

fordern. Selbst ein Viertelwellenstrahler über Erde, wie die Groundplane oder die *Marconi*-Antenne, würde mindestens 20 m hoch werden.

Weniger Aufwand erfordern horizontal ausgespannte Drahtantennen, denen man durch geeignete Formgebung annähernd eine Rundstrahlcharakteristik in der *E*-Ebene geben kann. Wie aus Bild 10.31. hervorgeht, ändert sich das Richtdiagramm horizontaler Dipole, wenn sie waagrecht abgeknickt werden. Die im Achterdiagramm des gestreckten Dipols vorhandenen Strahlungsminima (Bild 10.31.a1 und b1) verschwinden bei Abwinkelung zugunsten einer mehr oder weniger ausgeprägten Rundstrahlung (Bild 10.31.a2 bis a4 und b). In Auswertung dieser Diagramme ist es möglich, Winkeldipole zu konstruieren, die den verschiedensten Wünschen gerecht werden können.

Ein kleiner Schönheitsfehler dieser Winkeldipole besteht darin, daß bei keinem Knickwinkel ein rein kreisförmiges Richtdiagramm auftritt. In der Praxis des Kurzwellenamateurbetriebes begnügt man sich jedoch meist damit, daß keine ausgesprochenen Minima mehr in der Strahlungscharakteristik vorhanden sind.

10.4.1. Der Ganzwellenwinkeldipol

Eine einfache horizontale Drahtantenne mit einem Knickwinkel von 90° (s. Bild 10.31.b3) kann als Ganzwellenwinkeldipol bezeichnet werden. Sie strahlt in der Horizontalebene annähernd kreisförmig und hat außerdem den Vorzug, daß sie als Allbandantenne verwendbar ist.

Der Ganzwellenwinkeldipol mit einem Knickwinkel von 90° wird in Bild 10.32. dargestellt. Dieser Strahler hat bisher in Amateurkreisen kaum Beachtung gefunden, obwohl er durchaus »guter Abstammung« ist. Er gehört zur Familie der im UKW- und Fernsehbereich als Sendeantennen gebräuchlichen U-Antennen, Quadratstrahler und ihrer modernen Weiterentwicklungen.

Jeder Schenkel hat eine Länge von $V \cdot \lambda/2$ (V = Verkürzungsfaktor). Die errechneten Längen sind auch aus der Tabelle 34.5. im Anhang ersichtlich.

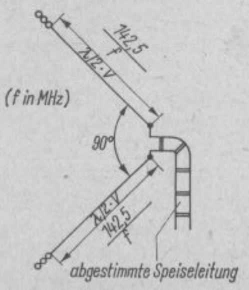


Bild 10.32. Der rundstrahlende Ganzwellenwinkeldipol

Wird der 90°-Ganzwellenwinkeldipol für das 40-m-Band bemessen, so ist er gleichzeitig als Halbwellenwinkeldipol für 80 m zu verwenden. Für diesen Betriebsfall gilt das Horizontaldiagramm Bild 10.31.a3, das keine ausgesprochene Rundstrahlung mehr zeigt, aber auch nicht die ausgeprägten Strahlungsminima eines gestreckten Dipols aufweist. Gleichzeitig kann dieser Strahler noch in den DX-Bändern 20, 15 und 10 m benutzt werden. In diesen hochfrequenten Bändern wird der Strahler zu einer V-Antenne mit ausgeprägter Richtwirkung. Dabei erfolgt die Hauptstrahlung nach 2 Seiten in Richtung der Winkelhalbierenden.

Allbandbetrieb erfordert die Erregung über eine abgestimmte Speiseleitung. Nur beim ausschließlichen Einbandbetrieb ist die Anpassung an eine beliebige unabgestimmte Speiseleitung über eine geschlossene Viertelwellenanpaßleitung zweckmäßig.

Es lassen sich noch einige horizontale Rundstrahldipole nennen (Kreuzdipole, Kleeblattstrahler usw.), die jedoch in der Bemessung für den Kurzwellenbereich zu unförmig sind. Die Beschreibung erfolgt im Rahmen der UKW-Antennen.

Literatur zu Abschnitt 10.

Pyykko, P., OH1NE: The One-Third Multiband Antenna, »CQ«, August, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1961

Koch, E., DL1HM: Eine neuartige Multiband-Antenne, Funk-Technik, Heft 19, Seite 696, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1961

Glanzer, K.: The Inverted-V-Shaped Dipole, »QST«, August, ARRL, West Hartford, Conn., 1960

Pieterson, G.H.: The Guywire Pyramid, Antenna Roundup, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1963

11. Langdrahtantennen

Im Kurzwellenamateurverkehr wird häufig als Sendeantenne ein *Langdraht* verwendet. Der Ausdruck *Langdraht* sagt aus, daß die Drahtlänge des Strahlers größer ist als eine Betriebswellenlänge. Das bedeutet, die Antenne wird mit ihren harmonischen Resonanzen (Oberwellen) erregt. Je nach Art der Speisung und der sonstigen konstruktiven Merkmale ändert der Langdraht seinen Namen und wird zur *Fuchs*-Antenne, V-Antenne, Rhombus-Antenne usw. Alle Langdrähte unterliegen den gleichen allgemeinen Gesetzmäßigkeiten, die zunächst behandelt werden.

Der Aufbau einer Langdrahtantenne ist einfach und billig. Sie erfordert lediglich viel Platz, denn je länger eine solche Antenne ist, desto größer werden Richtschärfe und Gewinn. Der Begriff *lang* bezieht sich dabei immer auf die Betriebswellenlänge.

Bei entsprechender Bemessung und Speisung kann die Langdrahtantenne als Allbandantenne in den Kurzwellenamateurbereichen verwendet werden.

Die Drahtlänge einer Langdrahtantenne ergibt sich aus der Beziehung

$$l = \frac{150 \cdot (n - 0{,}05)}{f}; \qquad (11.1.)$$

l – gesuchte Länge in m, n – Anzahl der Halbwellen auf der Antenne, f – Resonanzfrequenz in MHz.

Mit zunehmender Antennenlänge nähert sich die Hauptstrahlung mehr und mehr der Antennenlängsrichtung. Gleichlaufend damit findet eine immer stärkere Konzentration der Strahlung in den Hauptrichtungen statt, wobei sich mit steigender Antennenlänge auch eine steigende Anzahl von Nebenkeulen bildet. Bild 11.1. zeigt solche E-Diagramme von Langdrähten verschiedener Längen.

Es ist auffällig, daß mit der Vergrößerung der Strahlerlänge gleichzeitig Nebenkeulen der Strahlung auftreten. Diese »Verzipfelung« des Richtdiagramms stellt keinen ausgesprochenen Nachteil dar, denn der Langdraht erhält dadurch eine mehr oder weniger gute Rundcharakteristik und bringt in der Richtung der Nebenkeulen fast die gleichen Ergebnisse wie ein Halbwellenstrahler. In den Hauptstrahlrichtungen wird darüber hinaus ein beachtlicher Antennengewinn erzielt, der mit wachsender Strahlerlänge ansteigt. Außerdem zeichnet sich der Langdraht durch die zur Überbrückung großer Entfernungen besonders erwünschte Flachstrahlung (kleiner Erhebungswinkel in der H-Ebene) aus.

Bild 11.2. läßt erkennen, mit welchem theoretischen Antennengewinn in dB man bei verschiedenen Antennenlängen rechnen kann (Kurve I) und in welchem Winkel zur Strahlerlängsachse die Hauptkeulen der maximalen Strahlung verlaufen (Kurve III). Kurve II stellt den Verlauf des Strahlungswiderstandes einer Langdrahtantenne in Abhängigkeit von der Antennenlänge dar.

Beispiel
Für den Betrieb im 20-m-Amateurband soll eine Langdrahtantenne gebaut werden. Die örtlichen Gegebenheiten ermöglichen die Verwendung einer Drahtlänge bis 85 m in Richtung Ost–West.

Es sind festzustellen:

a – die genaue Drahtlänge für eine 4-λ-Antenne;

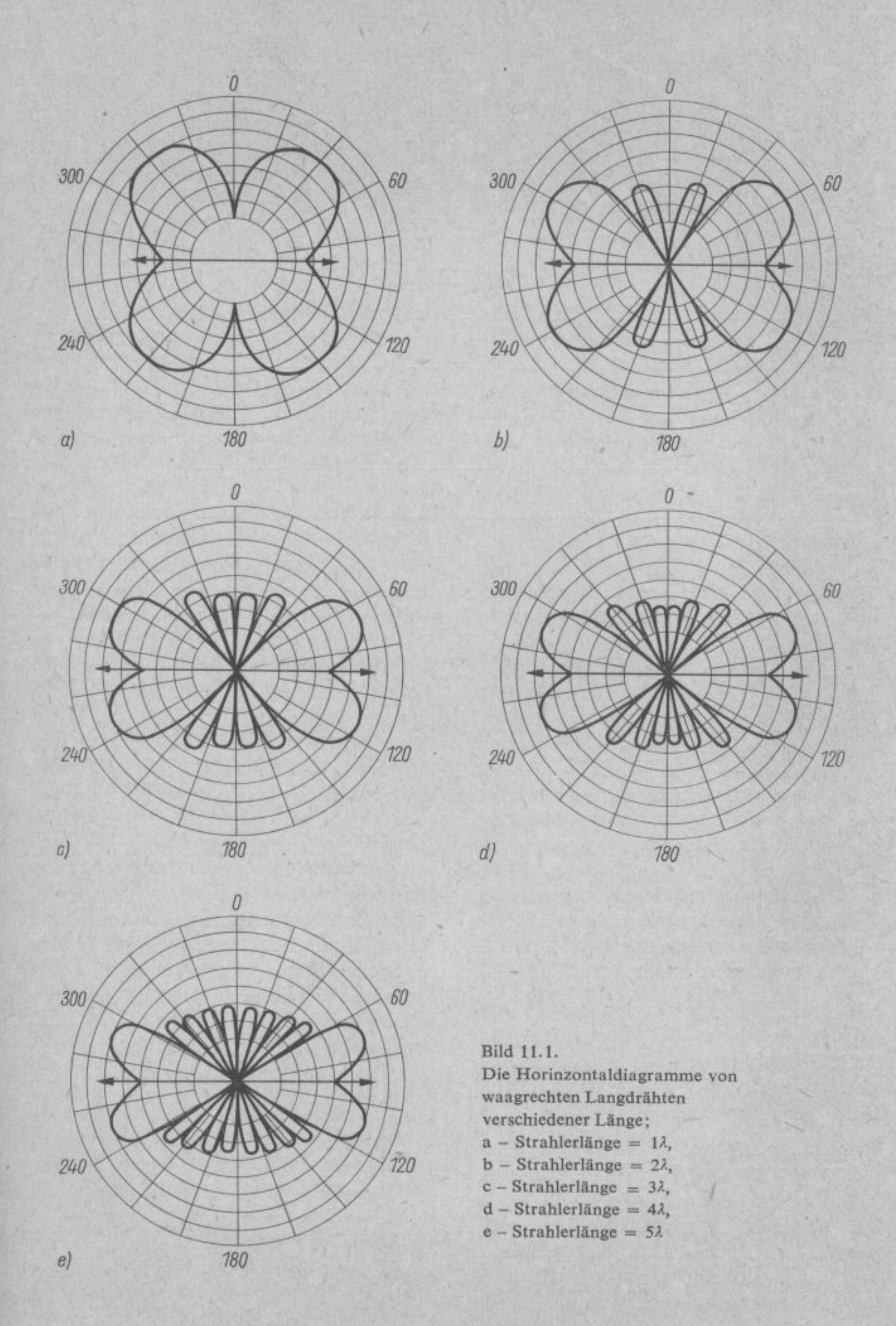


Bild 11.1.
Die Horinzontaldiagramme von waagrechten Langdrähten verschiedener Länge;
a – Strahlerlänge = 1λ,
b – Strahlerlänge = 2λ,
c – Strahlerlänge = 3λ,
d – Strahlerlänge = 4λ,
e – Strahlerlänge = 5λ

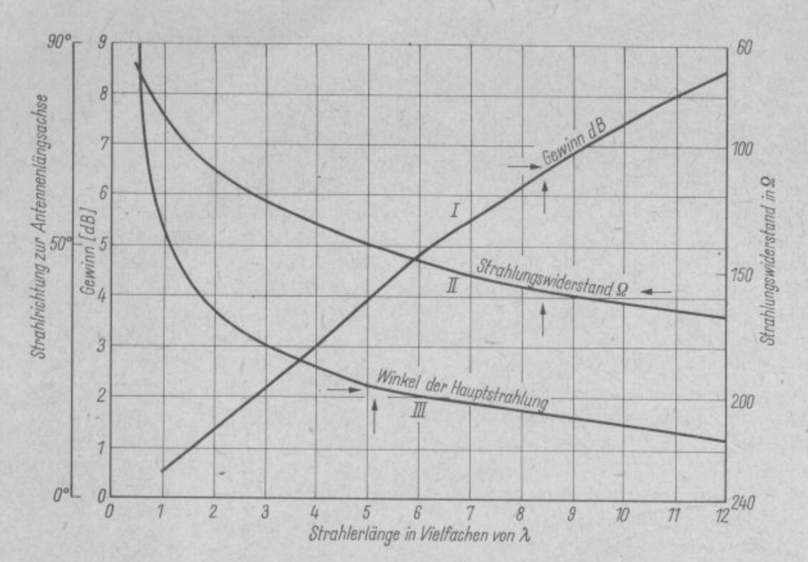


Bild 11.2. Antennengewinn, Strahlungswiderstand und Winkel der Hauptstrahlrichtung einer Langdrahtantenne in Abhängigkeit von der Strahlerlänge.
Kurve I
Theoretischer Leistungsgewinn in Abhängigkeit von der Drahtlänge, gemessen in Vielfachen der Betriebswellenlänge λ;
Kurve II
Strahlungswiderstand im Strombauch in Abhängigkeit von der Drahtlänge, gemessen in Vielfachen der Betriebswellenlänge λ;
Kurve III
Winkel der Hauptstrahlung zur Strahlerlängsachse in Abhängigkeit von der Drahtlänge, gemessen in Vielfachen der Betriebswellenlänge λ

b – der zu erwartende Antennengewinn im Strahlungsmaximum;

c – der Strahlungswiderstand und die Richtungen der maximalen Abstrahlung.

Die Drahtlänge wird nach Gl. (11.1.) errechnet. Auf einer 4-λ-Antenne befinden sich 8 Halbwellen, deshalb $n = 8$. Die Mittenfrequenz des 20-m-Bandes wird mit rund 14,1 MHz eingesetzt.

$$l = \frac{150 \cdot (8 - 0{,}05)}{14{,}1} \approx 84{,}57 \text{ m}$$

Die Drahtlänge beträgt 84,57 m. Aus Bild 11.2. ist zu ersehen, daß man bei einer Antennenlänge von 4λ (Schnittpunkt in Kurve I) einen Gewinn von etwa 3 dB in den Hauptstrahlrichtungen erwarten kann.

Den Strahlungswiderstand stellt man aus Kurve II mit 130 Ω fest, es ist gleichzeitig der Speisepunktwiderstand, wenn in einem *Strombauch* eingespeist wird.

Aus Kurve III ergibt sich der Hauptstrahlwinkel zur Antennenlängsachse mit 26°. Bei einer Spannrichtung Ost–West, entsprechend 270°, liegen gemäß Bild 11.1.d die Hauptstrahlrichtungen in

$$270° + 26° = 296°,$$
$$270° - 26° = 244°,$$
$$90° + 26° = 116°,$$
$$90° - 26° = 64°.$$

Auf einer Weltkarte mit winkeltreuer Projektion können nun die Gebietsteile der

Erde ermittelt werden, die sich mit dieser Antenne bevorzugt erreichen lassen.

Die in Bild 11.1. dargestellten Richtdiagramme sind idealisiert und unterliegen mehr oder weniger großen Veränderungen. Merkbare Verformungen der Strahlungscharakteristik treten immer dann auf, wenn der Strahler an einem seiner Enden, also unsymmetrisch, gespeist wird. Bild 11.3. zeigt als Beispiel das horizontale Strahlungsdiagramm (*E*-Ebene) eines 2-λ-Langdrahtes bei symmetrischer und bei unsymmetrischer Speisung.

Bei der unsymmetrischen Endspeisung (gestrichelt gezeichnetes Diagramm) fällt auf, daß auch die Strahlungscharakteristik unsymmetrisch ist. Die Strahlungsmaxima verschieben sich in Richtung zum offenen Drahtende, während die in Richtung zum Speisepunkt liegenden Strahlungskeulen gleichzeitig eine Verringerung der Hauptstrahlung erkennen lassen. Diese Erscheinungen treten bei allen unsymmetrisch gespeisten Antennen auf. Ein endgespeister Langdraht zeigt demnach aus der Richtung des offenen Drahtendes maximale Abstrahlung.

Eine weitere Veränderung der Richteigenschaften erfolgt, wenn der Draht etwas geneigt über Grund ausgespannt oder die Antenne über abfallendem Gelände errichtet ist (Bild 11.4.). Dabei wird der vertikale Erhebungswinkel der Strahlung in der *H*-Ebene beeinflußt.

Wenn man die Antenne – nach dem offenen Ende zu – abwärts neigt oder das Gelände nach der gleichen Richtung abfällt (Bild 11.4.), können solche Strahler auf den kurzwelligen Amateurbändern oft verblüffend gute DX-Ergebnisse in der durch Pfeile angedeuteten Hauptrichtung bringen.

Zur Überbrückung großer Entfernungen ist der vertikale Erhebungswinkel einer Antenne von besonderer Bedeutung. Von ihm hängt die Sprungdistanz bei der ionosphärischen Reflexion ab (s. Abschn. 2.). Es wurde bereits erwähnt, daß eine »flache« Abstrahlung, also ein kleiner vertikaler Erhebungswinkel des *H*-Diagramms, für den DX-Verkehr besonders günstig ist. Langdrahtantennen strahlen flach, besonders wenn die Bauhöhe groß gehalten werden kann. Eine Höhe von 2λ über Grund ergibt beispielsweise einen kleinsten vertikalen Erhebungswinkel der Abstrahlung von 10°. Bei einem nur 0,5λ über Grund befindlichen Langdraht muß mit etwa 35° gerechnet werden. Bei geringen Bauhöhen kann man durch Neigung des Strahlers – wie oben besprochen – eine Absenkung des vertikalen Erhebungswinkels der Strahlung erzielen und damit bessere DX-Ergebnisse auf den kurzwelligen Amateurbändern erreichen.

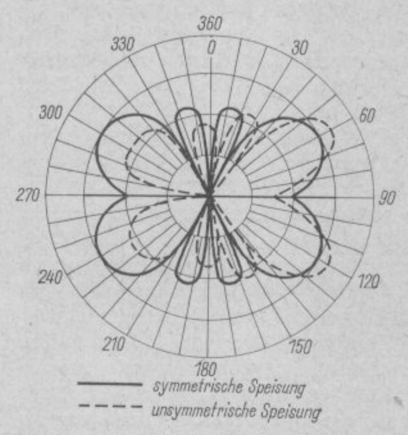


Bild 11.3. Das horizontale Strahlungsdiagramm eines 2-λ-Strahlers bei symmetrischer und bei unsymmetrischer Speisung

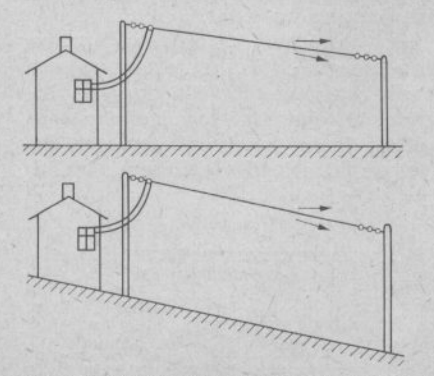


Bild 11.4. Geneigte Strahler und Langdrähte über abfallendem Gelände

11.1. Die L-Antenne als Allbandantenne

Die L-Antenne kann als die primitivste Form einer Kurzwellenantenne bezeichnet werden. Ihr äußeres Bild unterscheidet sich nicht von dem der üblichen Mittelwellenrundfunkantennen (Bild 11.5.).

Die gesamte Drahtlänge L, bis zur Antennenbuchse des angeschlossenen Gerätes gemessen, beträgt mindestens $\lambda/2$ mal Verkürzungsfaktor. Die L-Antenne ist eine Allbandantenne, wenn sie als Halbwellenstrahler für das 80-m-Band bemessen wird. Sie arbeitet dann im 40-m-Band als Ganzwellenantenne, im 20-m-Band als 2-λ-Strahler, im 15-m-Band als 3-λ- und im 10-m-Band als 4-λ-Antenne.

Leider stimmt diese Rechnung nicht ganz. Wenn nach Gl. (11.1.) die Länge eines Halbwellenstrahlers für f_{res} = 3500 kHz ausgerechnet wird, beträgt die mechanische Länge 40,71 m. Der gleiche Draht als Ganzwellenantenne für die harmonisch zu 3,5 MHz liegende Frequenz von 7,0 MHz müßte nach der gleichen Berechnungsformel aber eine Länge von 41,78 m haben. Der Ganzwellenstrahler wäre demnach mehr als 1 m zu kurz. Diese Unterschiede treten nicht nur bei der L-Antenne, sondern bei allen Antennen auf, die mit Harmonischen der Sendefrequenz betrieben werden. Der Grund dafür ist der unterschiedliche Verkürzungsfaktor.

Der Verkürzungsfaktor einer Antenne wird zum großen Teil von der kapazitiven Randwirkung an den Strahlerenden bestimmt. Bei einem in seinen Harmonischen erregten Draht, der also mehrere Halbwellen lang ist, findet die verkürzende kapazitive Einwirkung nur an den äußeren Drahtenden statt, während die innenliegenden Halbwellenstücke unbeeinflußt bleiben (Bild 11.6.). Die kapazitive Randwirkung muß durch eine Strahlerverkürzung kompensiert werden, da sie antennenverlängernd wirkt. Aus Bild 11.6. geht hervor, daß ein Strahler mit einer Länge von mehreren Halbwellen nur mit seinen Enden der kapazitiven Randwirkung ausgesetzt ist und deshalb nicht so stark verkürzt werden darf wie ein Halbwellenstrahler.

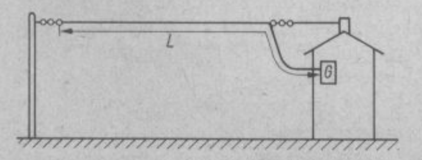


Bild 11.5. Die L-Antenne

Nachfolgende Aufstellung läßt erkennen, daß ein für 3500 kHz richtig bemessener Halbwellenstrahler beim Oberwellenbetrieb in den harmonisch gelegenen Amateurbändern höherer Frequenz in jedem Fall zu kurz wird.

Resonanzfrequenz	Strahlerlänge
3500 kHz = 0,5λ	40,71 m
7000 kHz = 1,0λ	41,78 m
14000 kHz = 2,0λ	42,32 m
21000 kHz = 3,0λ	42,50 m
28000 kHz = 4,0λ	42,60 m

Daraus geht hervor, daß die Strahlerresonanz beim Oberwellenbetrieb einer Antenne nicht genau harmonisch zur Grundwelle liegt.

In der Praxis bietet eine Strahlerlänge L von 42,2 m einen brauchbaren Kompromiß. Die Resonanz liegt dann bei den DX-Bändern innerhalb des Bandes (14040, 21140 und 28230 kHz), während die Strahlerlänge für das 40- und 80-m-Band zu lang ist.

Da eine L-Antenne mit ihrer Gesamtlänge strahlt (sie hat keine Speiseleitung!), ist die Gefahr, Rundfunkstörungen zu verursachen, sehr groß. Von ihrer Verwendung in dichtbesiedelten Wohngebieten muß deshalb abgeraten werden. Gegen ihre Verwendung als Empfangsantenne bei Kurzwellenhörern ist jedoch nichts einzuwenden.

Um die Oberwellenausstrahlung zu unterdrücken und gleichzeitig die Resonanzabstimmung für alle Amateurbänder herzustellen, wird man die L-Antenne immer über ein unsymmetrisches *Collins*-Filter nach

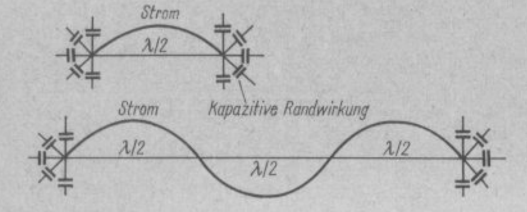


Bild 11.6.
Die kapazitive Randwirkung und ihr Einfluß auf den Verkürzungsfaktor eines Strahlers

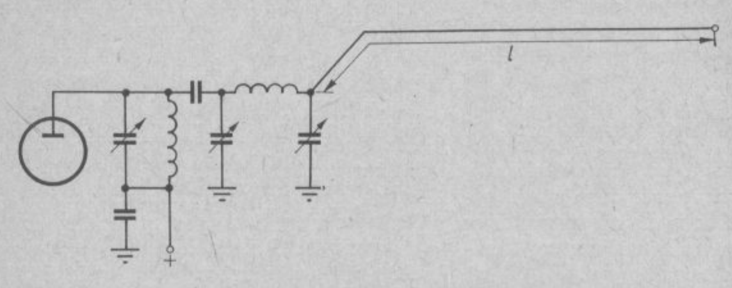


Bild 11.7. Ankopplung der L-Antenne über *Collins*-Filter

Bild 11.7. an die Sender-Endstufe ankoppeln. Über die Bemessung solcher Tiefpaßfilter kann man in Abschnitt 8.1.1.1. nachlesen.

Die L-Antenne mit *Collins*-Filter ist als Universalantenne beliebt. Sie kann gute Ergebnisse bringen, wenn sie mit mindestens 80% ihrer Gesamtlänge möglichst hoch und frei aufgehängt wird.

11.2. Die *Fuchs*-Antenne

Als der Amateurfunk noch in den Kinderschuhen steckte, popularisierte der österreichische Funkamateur *Fuchs* die nach ihm benannte *Fuchs*-Antenne. Sie war lange Zeit eine der beliebtesten KW-Sendeantennen, hat aber jetzt kaum noch Bedeutung. Sie stellt eine normale L-Antenne dar, die lediglich durch die besondere Art der Ankopplung an den Tankkreis gekennzeichnet ist.

Wie Bild 11.8. zeigt, arbeitet die *Fuchs*-Antenne mit einem Zwischenkreis, der induktiv an das »kalte Ende« der Anodenkreisspule angekoppelt wird. Für den Zwischenkreis ist ein großes L/C-Verhältnis erwünscht (hohe Güte!), seine Daten können aus Tabelle 10.2. entnommen werden. In diesem Kreis treten auch bei kleinen Sendeleistungen große Ströme auf. Um die Verluste klein zu halten, soll die Spule aus möglichst dickem Draht oder Rohr gefertigt werden. Das Amperemeter A ist ein Hitzdrahtinstrument oder ein anderes, für HF-Stromanzeige geeignetes Meßgerät. Notfalls kann auch eine entsprechend geshuntete kleine Glühlampe als Stromanzeiger Verwendung finden.

Die Resonanzfrequenz des Zwischenkreises L_2C_2 entspricht der gewünschten Arbeitsfrequenz, die Strahlerlänge l ist nach Gl. (11.1.) zu berechnen. Daraus folgt, daß auch die *Fuchs*-Antenne auf ihren Harmonischen betrieben werden kann und sich deshalb als Mehrbandantenne bedingt anwenden läßt. In diesem Fall muß der *Fuchs*-Kreis auf die jeweilige Arbeitsfrequenz umgeschaltet werden.

Die direkt gespeisten Antennen (L-Antenne und *Fuchs*-Antenne) strahlen mit ihrer Gesamtlänge. Durch die strahlende Zuleitung treten Absorptionsverluste auf,

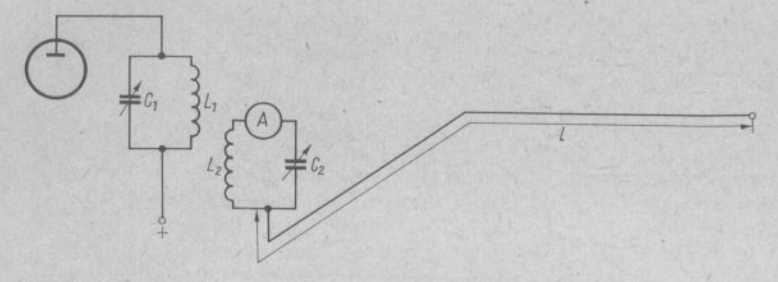


Bild 11.8. Die *Fuchs*-Antenne

hervorgerufen durch die in ihrer Nähe befindlichen Freileitungen, Gebäudeteile, Metallkonstruktionen usw. Neben den Strahlungsverlusten verursacht diese »vagabundierende« Hochfrequenz mehr oder weniger starke Störungen in benachbarten Rundfunk- und Fernsehempfängern.

11.3. Die *DL7AB*-Allbandantenne

Nach einem Vorschlag von *DL7AB* läßt sich ein Langdraht auf eine verhältnismäßig einfache Weise für alle Amateurbänder resonant auslegen. Der *DL7AB*-Antenne liegt folgender Gedankengang zugrunde: Durch eine in den Strahler eingeschaltete Spule kann man diesen elektrisch verlängern. Die Verlängerungswirkung ist am größten, wenn sich die Spule in einem Strombauch befindet; sie nimmt ab, je mehr die Spule dem Stromknoten genähert wird. Bild 11.9. läßt erkennen, wie sich die Strommaxima auf einem Strahler verteilen, der für 80 m eine Länge von $\lambda/2$ hat und den man als Allbandantenne verwendet.

Schaltet man etwa 2,5 m vom Strahlerende entfernt eine Verlängerungsspule in den Strahler ein, so liegt diese beim 10-m-Betrieb genau im ersten Strombauch; die Verlängerungswirkung ist demnach am stärksten. Bei 15 m befindet sich die Spule schon ein wenig neben dem Strommaximum, so daß der Einfluß der Spule etwas abgeschwächt wird. Mit größer werdender Wellenlänge nähert sich die Lage der Verlängerungsspule immer mehr dem Stromminimum; gleichzeitig verringert sich damit auch ihre Wirkung als elektrische Antennenverlängerung.

Wird für eine Allbandantenne nach *DL7AB* eine Strahlerlänge von 40 m zugrunde gelegt, so ist ihre Länge als Halbwellenstrahler für das 80-m-Band etwas zu gering. Obwohl sich die Verlängerungsspule fast im Stromknoten befindet, reicht ihre Wirkung noch aus, den Strahler für 80 m in Resonanz zu bringen. Für den 40-m-Betrieb wäre der Strahler bereits um rund 1,7 m zu kurz, doch die Verlängerungsspule liegt schon etwas näher zum Strombauch und gleicht die Verkürzung aus. Auf

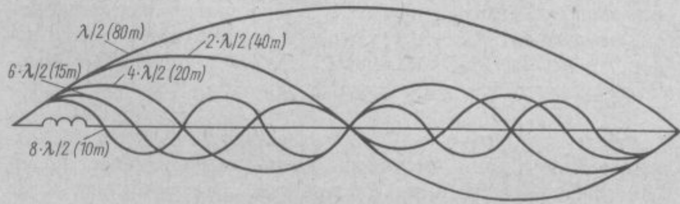


Bild 11.9. Die Stromverteilung auf einem Allbandstrahler

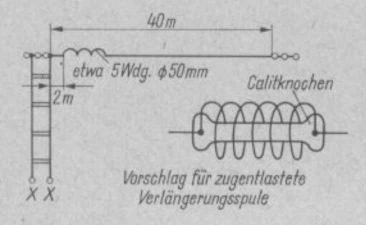


Bild 11.10. Die *DL7AB*-Allbandantenne mit Zeppelin-Speisung

20 m fehlen bereits 2,3 m, auf 15 m 2,5 und auf 10 m 2,6 m. Die Verlängerungsspule rückt jedoch mit ansteigender Frequenz immer näher zum Strombauch und bringt die Antenne jeweils in Resonanz. Durch die unterschiedliche Verlängerungswirkung der Spule wird erreicht, daß der Strahler für alle Amateurbänder die richtige elektrische Länge hat.

Exakte Angaben über Lage und Größe der Verlängerungsspule können nicht vermittelt werden, da jede Antenne durch Erdverhältnisse, Antennenhöhe, Strahlerumgebung und durch die Speisungsart unterschiedlichen Einflüssen unterliegt. Als gute Richtwerte sollen die in Bild 11.10. genannten Angaben dienen.

Natürlich kann auch bei jedem anderen Allbandlangdraht nach der Methode von *DL7AB* der Strahler für alle Bänder resonant gehalten werden. Bild 11.11. zeigt als Beispiel eine symmetrisch gespeiste Allbandantenne, die bereits im 80-m-Betrieb als Ganzwellendipol arbeitet.

Der Vorzug der *DL7AB*-Methode besteht darin, daß beim Mehrbandbetrieb am Speisepunkt der Antenne keine Blindanteile vorhanden sind. Man könnte deshalb – trotz Mehrbandbetrieb – angepaßte Speiseleitungen verwenden. Da die *DL7AB*-Antenne aber immer in einem Spannungsbauch (hochohmig) gespeist wird, ist eine Widerstandsanpassung an die Speiseleitung kaum zu umgehen. Interessante Perspektiven könnten sich für die Entwicklung einer Mehrband-*Windom*-Antenne mit Verlängerungsspule nach *DL7AB* ergeben.

Als Amateurantenne konnte der *DL7AB*-Strahler bisher keine besondere Bedeutung erlangen; die ihm zugrunde liegende Idee finden wir aber bei modernen Formen von Mehrbanddrehrichtstrahlern wieder.

11.4. Die V-Antenne

Durch die V-förmige Anordnung zweier horizontaler Langdrähte ist eine Erhöhung der Richtschärfe und des Antennengewinnes möglich. Es entsteht ein bidirektionaler (nach 2 Richtungen wirksamer) Richtstrahler, dessen Antennengewinn um 3 dB größer ist als der eines gleichlangen Einzeldrahtes, vorausgesetzt, daß der Spreizwinkel α optimal gewählt wird (Bild 11.12.).

Mit wachsender Schenkellänge L steigt der Antennengewinn in der Hauptstrahlrichtung, und die Bündelung wird schärfer. Die Hauptstrahlung erfolgt in der Richtung der Winkelhalbierenden. Der optimale

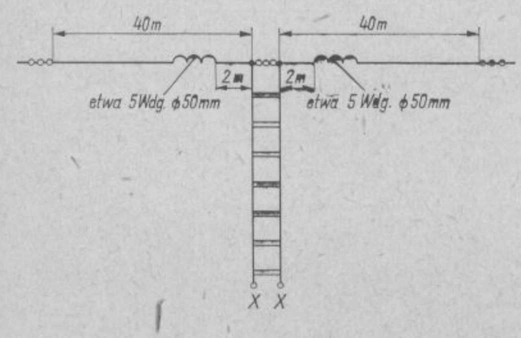


Bild 11.11. Symmetrisch gespeiste Allbandantenne nach *DL7AB*

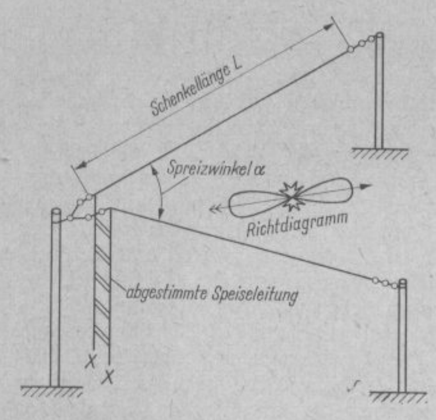


Bild 11.12. Die schematische Darstellung eines V-Richtstrahlers

Spreizwinkel α ist von der Schenkellänge L abhängig, er wird mit steigender Schenkellänge kleiner.

Aus Bild 11.13. kann der erzielbare Antennengewinn in dB sowie der optimale Spreizwinkel α in Abhängigkeit von der Schenkellänge L in λ abgelesen werden. Durch den kleinen vertikalen Erhebungswinkel der Strahlung im H-Diagramm ergibt die V-Antenne auf den hochfrequenten Amateurbändern einen besonders guten DX-Strahler.

Die V-Antenne wird in einem Spannungsbauch gespeist, sie hat daher eine hochohmige Speisepunktimpedanz. Die Speisung erfolgt meist über eine abgestimmte Speiseleitung, da in diesem Fall Mehrbandbetrieb möglich ist. Beim Einbandbetrieb erweist es sich als vorteilhafter, eine unabgestimmte Speiseleitung über eine abgeschlossene Viertelwellenstichleitung an den Strahler anzupassen. Bei sehr großen Schenkellängen L kommt der Speisepunktwiderstand in die Größenordnung von 600 Ω, und die V-Antenne kann dann mit einer angepaßten 600-Ω-Leitung direkt gespeist werden.

Die Schenkellänge L ist bei einem V-Richtstrahler nicht sehr kritisch, sie läßt sich nach Gl. (11.1.) errechnen. Deshalb arbeitet diese Antenne verhältnismäßig breitbandig. Dagegen ist besonders bei größeren Schenkellängen die richtige Einstellung des optimalen Spreizwinkels α sehr kritisch, denn er bewirkt, daß sich die Hauptkeulen im Richtdiagramm der beiden Antennenzweige phasengleich zusammensetzen.

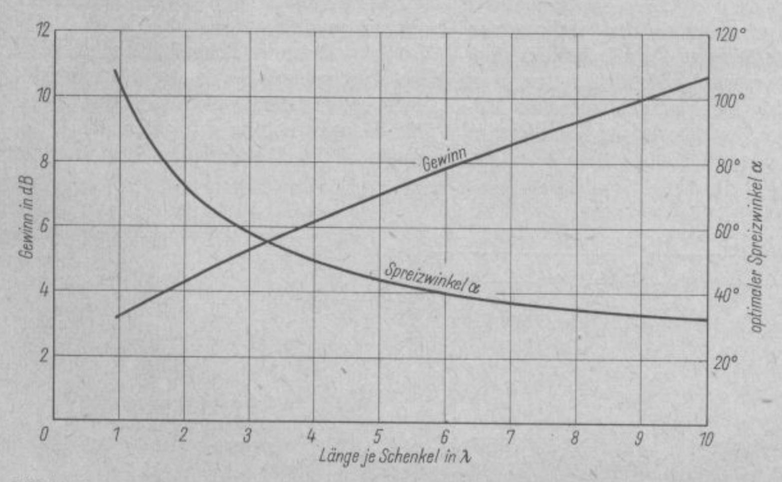


Bild 11.13. Angenäherter Antennengewinn und optimaler Spreizwinkel einer V-Richtantenne in Abhängigkeit von der Schenkellänge, ausgedrückt in Vielfachen der Betriebswellenlänge

Eine V-Antenne, deren Spreizwinkel $\alpha = 47°$ bei einer Schenkellänge L von je 63,05 m beträgt, ist optimal für das 15-m-Amateurband bemessen ($L = 4,5\lambda$, Gewinn knapp 6,5 dB). Gleichzeitig kann mit diesem Strahler noch ausgezeichnet auf 10 m ($L = 6\lambda$) mit etwa gleichem Gewinn und auf 20 m ($L = 3\lambda$) mit einem verminderten Gewinn von knapp 5 dB gearbeitet werden. Für 20- und 10-m-Betrieb ist der Spreizwinkel nicht optimal, es wird deshalb nicht der auf die Schenkellänge bezogene Maximalgewinn erreicht. Beim Betrieb auf 40 und 80 m ergibt sich nur ein geringer Gewinn. Der infolge des zu kleinen Spreizwinkels größer werdende vertikale Erhebungswinkel der Hauptstrahlung bedeutet bei diesen Frequenzen keinen Nachteil.

11.4.1. Der V-Stern

Ist viel Platz vorhanden, kann eine sehr wirkungsvolle Kombination von V-Antennen aufgebaut werden, die nicht nur auf allen Amateurbändern brauchbar ist, sondern darüber hinaus für alle Richtungen hohen Antennengewinn bringt (Bild 11.14.).

Von einem mindestens 10 m hohen Mittelmast aus verlaufen radial 5 Drähte von je 42,25 m Länge mit einem Spreizwinkel α von je 72° zu 5 Außenmasten (Bild 11.14.a). Die Außenmasten können niedriger sein als der Mittelmast, das ist sogar günstig, denn dadurch ergibt sich ein flacherer vertikaler Erhebungswinkel der Hauptstrahlung. Dieser Effekt tritt allerdings nur in Richtung der V-Öffnung ein, in der Gegenrichtung wird gleichzeitig der Erhebungswinkel größer.

Vom Mittelmast aus führt man die abgestimmten Speiseleitungen in Form einer Reuse zum Stationsraum. Diese Reuse besteht aus 5 Einzeldrähten, deren Abstand 10 bis 15 cm betragen kann (Bild 11.14.b). Jeweils 2 einander benachbarte Drähte bilden eine abgestimmte Speiseleitung für den am oberen Ende angeschlossenen V-Strahler. Die Umschaltung auf die einzelnen V-Systeme erfolgt einfach und sicher: Man führt dazu die 5 Speiseleitungsdrähte einzeln an die Buchsen einer 5poligen Buchsenleiste. Mit 2 kurzen Steckerschnüren wird dann jeweils die gewünschte Verbindung zum Antennenabstimmgerät hergestellt.

Im vorliegenden Fall besteht der V-Stern aus 5 V-Strahlern. Es können deshalb 5 ein-

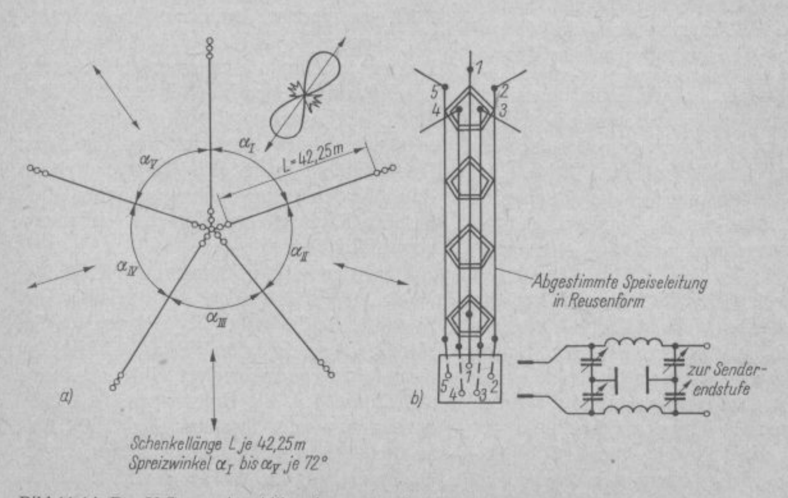


Bild 11.14. Der V-Stern, eine Allbandantenne mit veränderbarer Richtcharakteristik

zelne V-Antennen, die gleichmäßig in die Richtungen der Windrose verteilt sind, wahlweise angeschlossen werden. Da jeder V-Beam jedoch bidirektional ist, ergeben sich daraus bereits 10 Hauptstrahlrichtungen. Von jeder einzelnen Hauptstrahlungskeule kann man eine horizontale Strahlbreite von 36° erwarten; der vorliegende V-Stern bietet demnach eine um 360° schwenkbare und beliebig wählbare Richtstrahlung. Da die Zusammenschaltung der einzelnen V-Schenkel frei wählbar ist, können sich besonders beim 40- und 80-m-Betrieb experimentell ermittelte Strahlerkombinationen ergeben, die entweder eine annähernde Rundstrahlung oder auch besondere Richtwirkungen verursachen. Unter welchen Bedingungen Rundstrahleigenschaften zu erwarten sind, geht aus Abschnitt 10.4. hervor.

Gegenüber einem drehbaren Richtstrahler aus Leichtmetallrohren hat der V-Stern den Vorteil, daß er auch für 40-m- und 80-m-Betrieb eine vollwertige Antenne darstellt. Es wird kein teures Rohr verwendet, es gibt keine komplizierte Mechanik und keine schwierigen Abgleicharbeiten.

Weitere Vorschläge für besonders leistungsfähige V-Sterne:

7 Drähte je 4λ Länge, Spreizwinkel 51,5°
8 Drähte je 5λ Länge, Spreizwinkel 45°
9 Drähte je 6λ Länge, Spreizwinkel 40°

Unter Verzicht auf die Erfassung sämtlicher Richtungen mit maximalem Antennengewinn können auch ein oder mehrere Drähte weggelassen werden. Bild 11.15. zeigt eine Ausführung, bei der 4 Schenkel mit einer Länge von je 3λ für 15 m und einem Spreizwinkel von 60° verwendet werden.

Es ist zweckmäßig, die Schenkellänge und den Spreizwinkel eines Allband-V-Sternes für das 15-m-Band zu bemessen. Da für den Allbandbetrieb in jedem Fall eine abgestimmte Speiseleitung verwendet werden muß, lassen sich Ungenauigkeiten in der Bemessung der Strahler- und Speiseleitungslängen immer durch den senderseitigen Antennenkoppler ausgleichen. Die

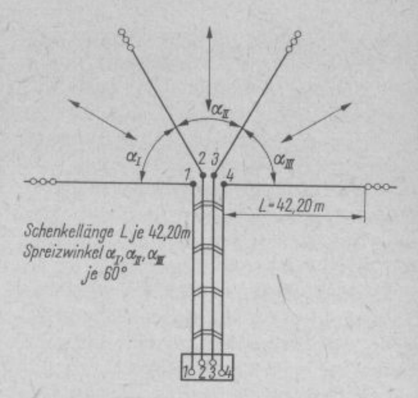


Bild 11.15. Der vereinfachte V-Stern

Strahlerlängen sind nach der für die Bemessung von Langdrahtantennen angegebenen Gl. (11.1.) zu berechnen. Einfacher ist es, die entsprechenden Werte aus der Tafel im Anhang zu entnehmen.

11.4.2. Gestockte V-Antennen

Der Antennengewinn einer V-Antenne kann durch vertikale Bündelung um knapp 3 dB gesteigert werden, ohne daß sich dabei der horizontale Öffnungswinkel verringert. Dazu stockt man 2 gleichartige V-Antennen vertikal übereinander (Bild 11.16.). Der Stockungsabstand soll mindestens $\lambda/2$ betragen, größere Abstände sind günstiger. Daraus geht hervor, daß die erforderliche Bauhöhe der Antenne sehr groß ist und deshalb im Kurzwellenbereich nur sehr selten verwirklicht werden kann.

Wird der Stockungsabstand mit $\lambda/2$ gewählt, vereinfacht sich die Speisung des Systems. Beide V-Strahler müssen gleichphasig erregt werden. Eine $\lambda/2$-Verbindungsleitung transformiert Widerstände im Verhältnis 1:1, sie dreht aber die Phase einer anliegenden Spannung um 180°. Damit beide Etagen phasengleich gespeist werden, muß man die Drähte der Halbwellenverbindungsleitung kreuzen (Bild 11.16.).

In kommerziellen Antennenanlagen verwendet man mitunter 2 horizontale V-Antennen nebeneinander, so daß die Form eines W entsteht. Außerdem kann hinter dem V-Strahler in $\lambda/4$ Entfernung ein zweites V als Reflektor angeordnet werden. Die Strahlung wird dann unidirektional (nach einer Seite wirksam), wenn man beide Strahler mit einer gegenseitigen Phasenverschiebung von 90° speist.

Derartige umfangreiche und komplizierte Ausführungen kommen jedoch für den Amateur kaum in Betracht; sie seien nur der Vollständigkeit halber erwähnt.

11.4.3. Die stumpfwinklige V-Antenne

Eine Abart des V-Strahlers ist die stumpfwinklige V-Antenne, die man auch als *halbe Rhombusantenne* bezeichnet (Bild 11.17.). Sie wird nur in Sonderfällen verwendet, da sie fast die doppelte Längenausdehnung einer spitzwinkligen V-Antenne hat. Außerdem erzielt man mit einem vergleichbaren »Normal-V« (gleiche Schenkellänge) einen höheren Antennengewinn.

Das stumpfwinklige V wird über eine abgestimmte Speiseleitung wie eine Zeppelin-

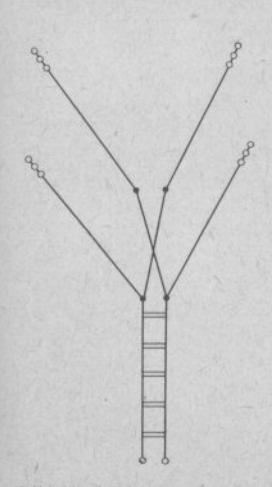


Bild 11.16. Die gestockte V-Antenne

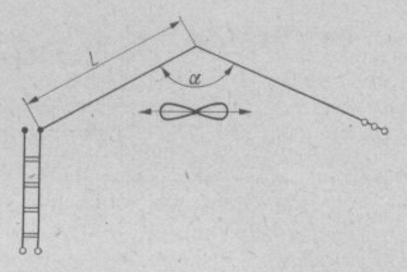


Bild 11.17. Die stumpfwinklige V-Antenne

Antenne gespeist. Der optimale Winkel α beträgt für Schenkellängen L von:

2λ – 110°,	7λ – 142°,
3λ – 122°,	8λ – 144°,
4λ – 130°,	9λ – 146°,
5λ – 137°,	10λ – 147°.
6λ – 140°,	

11.5. Die offene Rhombusantenne

Aus der Verbindung zweier V-Strahler ist die Rhombusantenne entstanden, die leistungsfähigste der mit Amateurmitteln noch darstellbaren Drahtrichtantennen. Der Rhombus hat eine größere Bandbreite als eine V-Antenne gleicher Gesamtlänge.

Bild 11.18. zeigt das Schema einer einfachen *offenen* Rhombusantenne. Sie endet an ihren Schenkelenden offen, im Gegensatz zum bekannteren abgeschlossenen Rhombus, der als aperiodische Breitbandantenne in Abschnitt 12. beschrieben wird.

Wie aus Bild 11.18. hervorgeht, ist die offene Rhombusantenne bidirektional. Ihr

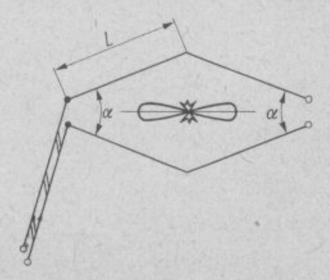


Bild 11.18. Die bidirektionale Rhombusantenne

Antennengewinn ist größer als der eines vergleichbaren V-Strahlers. Beispielsweise hat ein Rhombus mit einer Schenkellänge L von 3λ einen theoretischen Antennengewinn von 8,5 dB (s. Tabelle 11.1.), während ein V-Strahler mit $L = 6\lambda$ nach Bild 11.13. nur einen theoretischen Gewinn von rund 7,8 dB erreicht. In beiden Fällen wird die gleiche Drahtlänge benötigt. Außerdem ist das Richtdiagramm des Rhombus weniger frequenzabhängig als das der V-Antenne.

Für den offenen Rhombus kann der optimale Spreizwinkel α und der theoretische Antennengewinn in Abhängigkeit von der Schenkellänge L aus Tabelle 11.1. abgelesen werden. Die Gewinnangaben beziehen sich auf einen Halbwellendipol als Bezugsantenne.

Die Tatsache, daß sich ein bidirektionaler Rhombus bezüglich Schenkellänge L und Spreizwinkel α genauso verhält wie ein V-Beam, gibt die Möglichkeit, einen vorhandenen und richtig bemessenen V-Strahler einfach durch entsprechendes Ansetzen eines zweiten gleichartigen V zu einem nach 2 Seiten wirksamen Rhombus zu erweitern. Ein auf diese Weise entstandener offener Rhombus ist dann ebenfalls optimal bemessen. Der Antennengewinn liegt mehr als 3 dB über dem Gewinn des V-Strahlers, und die Bandbreite ist angestiegen.

Tabelle 11.1. Optimaler Spreizwinkel und theoretischer Antennengewinn von offenen Rhombusantennen in Abhängigkeit von der Schenkellänge L

Schenkellänge L in λ	Spreizwinkel α in °	theoretischer Antennengewinn in dB
1,0	105	6,5
1,5	85	7,0
2,0	73	7,5
2,5	64	8,0
3,0	58	8,5
3,5	54	9,0
4,0	50	9,5
4,5	48	10,0
5,0	45	10,5

Literatur zu Abschnitt 11.

Bäz, G., DL7AB: Die DL7AB-Antenne, Funk-Technik **19**, Seite 576, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1949

Bäz, G., DL7AB: Die Langdrahtantenne im Amateurfunk, Funk-Technik **8**, Seite 216; Funk-Technik **9**, Seite 236, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1952

12. Aperiodische Antennen

Strahler, die mit einem Lastwiderstand abgeschlossen sind, nennt man aperiodische oder auch abgeschlossene Antennen (Bild 12.1.). Der Wert des Lastwiderstandes – er wird auch als Schluckwiderstand bezeichnet – ist gleich dem Wellenwiderstand der Antenne Z_A und muß für die Betriebsfrequenz reell sein.

Auf einer mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossenen Antenne bilden sich – im Gegensatz zu einer resonanten, nicht abgeschlossenen Antenne – keine stehenden Wellen aus. Die Energie, die am Antennenende ankommt, wird vom dort befindlichen Lastwiderstand aufgenommen und von ihm in Wärme umgesetzt. Theoretisch kann man eine abgeschlossene Antenne als eine Übertragungsleitung betrachten, deren zweiter Leiter die Erde bildet. Die Übertragungsleitung ist durch den Lastwiderstand R_L mit ihrem Wellenwiderstand Z_A abgeschlossen. Es bilden sich fortschreitende Wellen (Wanderwellen) aus, die dadurch gekennzeichnet sind, daß der Strom an allen Punkten der Leitung gleiche Größe hat.

Im allgemeinen betrachtet man eine mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung als nicht oder nur sehr wenig strahlend. Bei der abgeschlossenen Antenne aber sind die beiden Leiter (Antennendraht und Erde) so weit voneinander entfernt, daß sich die entgegengesetzten magnetischen Felder nicht aufheben. Das System ist deshalb strahlungsfähig und kann als Sende- und als Empfangsantenne verwendet werden.

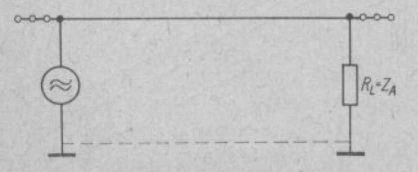


Bild 12.1. Aperiodische Antenne; der Wert des Abschlußwiderstandes R_L ist gleich dem Wellenwiderstand der Antenne Z_A

Der Eingangswiderstand einer aperiodischen Antenne ist weitgehend frequenzunabhängig; sie bildet darum eine echte Breitbandantenne. Dieser Vorzug wiegt oft den Nachteil auf, daß im Abschlußwiderstand ein Teil der HF-Energie in nutzlose Wärme umgesetzt wird.

12.1. Abgeschlossene Langdrahtantennen

Das Richtdiagramm eines abgeschlossenen Langdrahtes ähnelt dem einer etwa gleich langen abgestimmten Langdrahtantenne mit dem Unterschied, daß die Strahlungslappen, die in Richtung zum Einspeisungspunkt zeigen, bei der aperiodischen Antenne fehlen (Bild 12.2.). Eine gleichartige abgestimmte Antenne wirkt demnach bidirektional (nach 2 Seiten), die abgeschlossene Antenne dagegen unidirektional (nach 1 Seite). Mit grober Annäherung kann man sagen, daß bei der abgeschlossenen Antenne die Energie der fehlenden Keulen aus der unterdrückten Richtung im Schluckwiderstand »verheizt« wird.

Da die abgeschlossene Langdrahtantenne als zweiten Leiter die Erdoberfläche benutzt, soll eine gute Erdbodenleitfähigkeit vorhanden sein. Da das selten der Fall ist, sollte man ein gleichlanges Gegengewicht auf der Erdoberfläche verlegen und dieses als Ersatzerde benutzen.

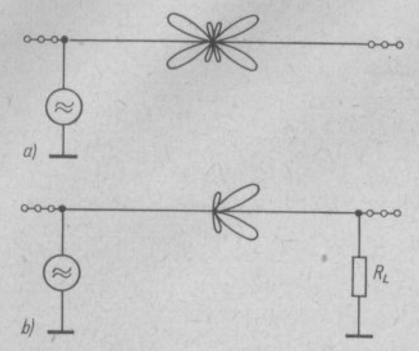


Bild 12.2. Vergleich von Horizontaldiagrammen; a – abgestimmter Langdraht, Länge 2λ, b – abgeschlossener Langdraht gleicher Länge (Strahlungsdiagramm idealisiert)

Der Gewinn einer aperiodischen Langdrahtantenne steigt mit der Vergrößerung des Verhältnisses von Drahtlänge zu Betriebswellenlänge. Der Wellenwiderstand der Antenne liegt in Abhängigkeit vom Leiterdurchmesser und der Aufbauhöhe über Erde durchschnittlich bei 500 bis 600 Ω. Diesen Wert muß auch der Schluckwiderstand aufweisen. Er soll im Sendefall mit der Hälfte der verfügbaren HF-Leistung belastbar sein und darf keine Blindwiderstände haben.

Der abgeschlossene Langdraht hat als Amateurantenne keinerlei Bedeutung, denn dort, wo genügend Platz und der geeignete Abschlußwiderstand vorhanden sind, kann man mit fast gleichem Aufwand wirkungsvollere aperiodische Antennen bauen.

12.2. Die *T2FD*-Antenne

Ein abgeschlossener, geneigter Faltdipol ist unter der Bezeichnung *T2FD*-Antenne bekannt geworden und nicht nur bei kommerziellen Diensten beliebt. Die Antenne wird oft als *TFD* bezeichnet (engl.: Terminated Folded Dipole = abgeschlossener Faltdipol). Teilweise spricht man auch von einer *W3HH*-Antenne, weil sie von *W3HH* entwickelt und propagiert wurde.

Die in Bild 12.3. dargestellte *T2FD*-Antenne hat eine Längenausdehnung von nur λ/3, bezogen auf die niedrigste Verwendungsfrequenz. Da sie mit einem Neigungswinkel von etwa 30° aufgebaut wird, verringert sich der Platzbedarf noch etwas. Außerdem werden nur ein etwa 10 m langer Mast und ein kurzer Maststummel von 1,85 m freier Länge für die Montage benötigt.

Bestechend ist die große Bandbreite des aperiodischen Strahlers mit einem Frequenzverhältnis von etwa 1:5. Bemißt man ihn z.B. für eine niedrigste Frequenz von 7000 kHz, so beträgt die Spannweite 14,35 m, und man kann die Antenne für die Amateurbänder 40, 20, 15 und 10 m einsetzen. Eine *T2FD* für 80 m läßt sich mit gleichem Erfolg auch für 40 und 20 m benutzen. Es handelt sich dabei nicht um eine Harmonischenresonanz, sondern um die natürliche Bandbreite. Das bedeutet, daß die *T2FD* für alle dazwischen liegenden Frequenzen ebenso brauchbar ist, ein Vorzug, der besonders auch von kommerziellen Stationen mit häufigem Frequenzwechsel geschätzt wird.

Mit dem vorgeschriebenen Neigungswinkel strahlt die Antenne omnidirektional, sie ist also nach vielen Richtungen wirksam. Das Strahlungsdiagramm zeigt keine Rundcharakteristik, aber auch keine eindeutige Hauptstrahlrichtung. Es hat vielmehr einige breite Strahlungslappen, viele Nebenzipfel, jedoch keine ausgeprägten Nullstellen. Die *T2FD* kann deshalb nach fast allen Rich-

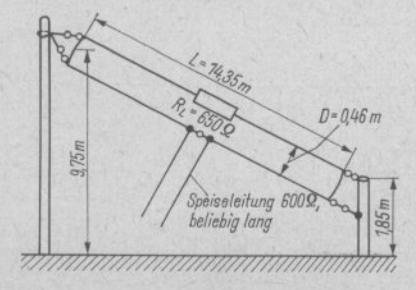


Bild 12.3. Die *T2FD*-Antenne nach *W3HH*

tungen mit annähernd gleichem Ergebnis arbeiten. In gleicher Weise ist sie auch als Empfangsantenne geeignet.

Über den absoluten Gewinn einer *T2FD* wurden bisher noch keine konkreten Werte angegeben. Es liegen jedoch (auch von kommerziellen Diensten) Vergleichswerte vor, die erkennen lassen, daß sie mit einem Halbwellendipol bzw. einem Doublet verglichen werden kann. In vielen Fällen war das Signal um 2 und mehr S-Stufen besser als das der abgestimmten Vergleichsantenne. Solche Ergebnisse decken sich kaum mit der herkömmlichen Theorie. Diese Feststellung sollte jedoch nicht davon abhalten, einmal eine *T2FD* zu erproben.

Die in Bild 12.3. dargestellte *T2FD*-Antenne weist die von *W3HH* angegebenen Abmessungen auf. Sie ist für das 40-m-Band dimensioniert, ihre Bandbreite erstreckt sich von 7 bis 35 MHz (1:5). Mit einem geringen Leistungsverlust arbeitet sie auch noch auf 80 m zufriedenstellend.

Grundsätzlich beträgt die Länge $L = \lambda/3$, bezogen auf die niedrigste Arbeitsfrequenz, d.h.,

$$L = \frac{100000}{f}; \qquad (12.1.)$$

L in m, f in kHz.

Der Abstand D beträgt optimal $\lambda/100$ und wird errechnet

$$D = \frac{300000}{f}; \qquad (12.2.)$$

D in cm, f in kHz.

Der Neigungswinkel der schräg aufgehängten Antenne soll 30° betragen; Abweichungen bis 20° bzw. 40° sind noch zulässig.

Es können Speiseleitungen mit 300 bis 600 Ω Wellenwiderstand verwendet werden. Besonders günstig, weil verlustarm, sind luftisolierte Zweidrahtleitungen (»Hühnerleitern«), deren Wellenwiderstand sich nach Bild 5.4. ermitteln läßt. Auch UKW-Bandleitung kann man einsetzen.

Der Abschlußwiderstand ist das wichtigste und am schwierigsten zu beschaffende Bauteil der Antenne. Er muß induktionsfrei und kapazitätsarm sein, d.h., daß er innerhalb des Arbeitsfrequenzbereiches der Antenne keine nennenswerten Blindanteile aufweisen darf. Drahtgewickelte Widerstände sind deshalb unbrauchbar. Im Sendefall muß der Widerstand mindestens 35% der von der Endstufe abgegebenen HF-Leistung in Wärme umsetzen können. Für einen 100-W-Sender käme deshalb ein Typ mit 35 W Belastbarkeit in Frage. Wird die Antenne nur für Empfangszwecke eingesetzt, entfällt selbstverständlich die Belastbarkeitsforderung, und es kann jeder beliebige Schichtwiderstand (möglichst ungewendelt) entsprechenden Widerstandswertes eingesetzt werden.

Der Wert des Schluckwiderstandes ist gleich dem Wellenwiderstand der beliebig langen Speiseleitung. Eine 600-Ω-Leitung verlangt einen Abschlußwiderstand von ebenfalls 600 Ω. Praktische Versuche haben jedoch ergeben, daß es besonders günstig ist, wenn der Abschlußwiderstand etwas größer gewählt wird.

Wellenwiderstand der Speiseleitung in Ω	Optimaler Abschlußwiderstand in Ω
600	650
450	500
300	390

Wellenwiderstände $< 300\ \Omega$ sind für die Speiseleitung nicht zu empfehlen, da dann der optimale Wert des Abschlußwiderstandes sehr kritisch wird.

Die angepaßte Speiseleitung läßt sich über eine Koppelspule direkt an den Tankkreis der Sender-Endstufe ankoppeln. Bei einer 600-Ω-Speiseleitung werden 6 Wdg. für 40-m- und 80-m-Betrieb angegeben, für den 20-m-Betrieb genügen 3 Wdg. Da eine *T2FD*-Antenne wegen ihrer sehr großen Frequenzbandbreite auch alle Ober- und Nebenwellen unvermindert abstrahlen kann, ist es aus Gründen der Störungssicherheit besser, wenn eine selektive Ankopplungs-

schaltung gewählt wird. Die Ankopplung nach Bild 8.8. eignet sich für alle angepaßten symmetrischen Leitungen und ist besonders zu empfehlen.

Zur mechanischen Abstützung und Wahrung der Parallelität der Faltdipolleiter können zusätzliche Querstützen eingefügt werden. Da an keinem Punkt der Antenne Spannungsspitzen auftreten, müssen diese Stützen nicht besonders verlustarm sein. Imprägnierte Rundhölzer (in Paraffin auskochen!), Bambusstäbe, Kunststoffstreifen usw. sind ausreichend.

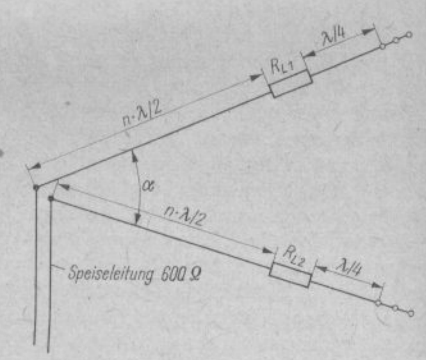


Bild 12.5. Die abgeschlossene V-Antenne

12.3. Abgeschlossene V-Antennen

Abgeschlossene V-Antennen verwendet man hauptsächlich in der Form eines senkrecht aufgebauten, stumpfwinkligen V-Strahlers, der als offene, resonante Antenne in Abschnitt 11.4.3. erwähnt wurde. Durch Einfügen des Abschlußwiderstandes R_L ergibt sich ein Schema nach Bild 12.4.

Der vertikale Aufbau hat den Vorzug, daß nur ein Mittelmast benötigt wird und daß der Abschlußwiderstand unmittelbar geerdet werden kann. In dieser Ausführung ist die Antenne vertikal polarisiert, und die Hauptstrahlung verläuft einseitig in Richtung zum mit R_L abgeschlossenen Antennenende. Ebenso wie bei der offenen Version hängt der optimale Spreizwinkel α von der Schenkellänge L ab, und es ergeben sich für die geschlossene Ausführung etwa die gleichen Werte. Der günstigste Abschlußwiderstand beträgt annähernd 600 Ω; er hat damit den gleichen Wert des Wellenwiderstandes der Antenne. Da der Wellenwiderstand kaum von der Frequenz abhängt, ergibt sich auch eine Speisepunktimpedanz von rund 600 Ω, die über einen sehr großen Frequenzbereich reell ist.

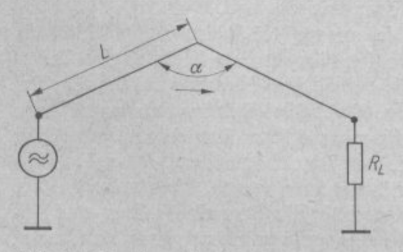


Bild 12.4. Die abgeschlossene stumpfwinklige V-Antenne

Auch die normale V-Antenne (s. Abschnitt 11.4.) kann in aperiodischer Form aufgebaut werden, sie erhält dann ebenfalls eine einseitige Richtwirkung bei vergrößerter Frequenzbandbreite. Im Amateursektor dürfte sich ihr Einsatz auf sehr seltene Ausnahmefälle beschränken, denn sie benötigt 3 Maste und 2 Abschlußwiderstände. Schwierigkeiten bereitet die Erdung der Schluckwiderstände, denn ihre Entfernung von der Erde entspricht im Normalfall der Masthöhe.

Man kann sich dabei mit einer künstlichen Erde helfen. Diese wird nach Bild 12.5. durch $\lambda/4$ lange Drähte gebildet, die man statt der Erde an die Abschlußwiderstände anschließt. Leider wird dadurch die Antenne wieder frequenzabhängiger, und es werden deshalb bei Mehrbandbetrieb für jedes Band gesondert $\lambda/4$-Leitungen gebraucht. Es ist darum vorteilhafter, die abzuschließenden Schenkel so weit zum Erdboden zu neigen, daß sich die Schluckwiderstände direkt erden lassen. Die Größe der Schluckwiderstände beträgt je Schenkel 500 Ω. Die angepaßte, symmetrische

Speiseleitung hat einen Wellenwiderstand von rund 600 Ω.

Leider benötigen V-Antennen sehr viel Platz. Wer darüber verfügt, sollte besser der Rhombusantenne den Vorzug geben.

12.4. Abgeschlossene Rhombusantennen

In den meisten Fällen baut man den Rhombus als unidirektionalen (einseitig wirksamen) Richtstrahler auf. Dabei wird das offene Ende durch den Schluckwiderstand R abgeschlossen (Bild 12.6.). Der Wert dieses Widerstandes liegt bei 750 bis 880 Ω. Er muß mindestens mit der Hälfte der vom Sender gelieferten HF-Strahlungsleistung belastbar sein!

Die abgeschlossene Rhombusantenne hat eine außerordentlich große Frequenzbandbreite. Daraus folgt, daß die Bemessung der Strahlerlänge L unkritisch geworden ist; die »Zentimeterarbeit« bei der Errechnung der Strahlerdimensionen entfällt. Die Frequenzvariation beträgt ungefähr 1:2. Allerdings muß dabei gleichzeitig mit einer mehr oder weniger großen Verformung der Richtcharakteristik gerechnet werden, da der Spreizwinkel β nur für eine bestimmte Frequenz optimal ist. Damit tritt beim Breitbandbetrieb auch ein Frequenzgang des Gewinnes auf.

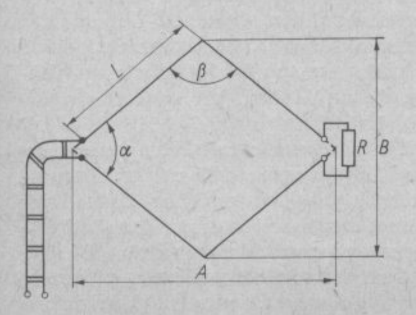


Bild 12.6. Die unidirektionale Rhombusantenne

Der Antennengewinn steigt mit wachsender Schenkellänge L. Das horizontale und das vertikale Richtdiagramm werden hauptsächlich durch die Winkel α und β bestimmt. Die Bauhöhe über Grund soll mindestens der halben Betriebswellenlänge entsprechen.

Geringere Aufbauhöhen verursachen ein besonders auf den kurzwelligen Amateurbändern unerwünschtes Anheben des vertikalen Abstrahlwinkels. Wird die Schenkellänge L größer als etwa 6λ, so ist die Bündelung sehr scharf und damit die Einstellung des optimalen Spreizwinkels kritisch.

12.4.1. Die Speisung der Rhombusantenne

Da der Widerstand im Speisepunkt einer abgeschlossenen Rhombusantenne 700 bis 800 Ω beträgt, kann sie über eine beliebig lange Wanderwellenleitung gleichen Wellenwiderstandes gespeist werden. Eine übliche 600-Ω-»Hühnerleiter« zeigt noch keine merkliche Fehlanpassung und stellt die günstigste Lösung – auch für den Mehrbandbetrieb – dar. Natürlich kann auch der abgeschlossene Rhombus über die bekannten und bereits besprochenen Anpassungsglieder an jede andere Wanderwellenleitung beliebigen Wellenwiderstands angepaßt werden. Es sei jedoch bemerkt, daß durch die Frequenzabhängigkeit solcher Anpassungsglieder der Vorteil der Breitbandigkeit zum großen Teil verlorengeht und nur noch die Möglichkeit des Einbandbetriebes bleibt.

Die angepaßte 600-Ω-Leitung ist auch einer abgestimmten Speiseleitung vorzuziehen, da sie verlustärmer arbeitet und zur Ankopplung an die Sender-Endstufe keinen besonderen Aufwand an Abstimmitteln erfordert. Um die Abstrahlung von Oberwellen und sonstigen Störwellen zu unterdrükken, wird eine selektive Ankopplung an die Sender-Endstufe empfohlen. Die Schaltung nach Bild 8.8. eignet sich dazu besonders.

12.4.2. Der Abschlußwiderstand

Der Schluckwiderstand *R* muß induktions- und kapazitätsarm sein. Bei kleinen Senderleistungen läßt sich diese Forderung durch Schichtwiderstände entsprechender Belastbarkeit erfüllen. Um die schädliche Kapazität des Abschlußwiderstandes gering zu halten, empfiehlt es sich, ihn in mehrere hintereinander geschaltete Teilwiderstände aufzuteilen. Ungewendelte Widerstände sind zu bevorzugen. Drahtwiderstände haben hohe Belastbarkeit, sind aber wegen ihrer großen Induktivität völlig unbrauchbar.

Bei größeren Sendeleistungen werden Schichtwiderstände sehr umfangreich und damit teuer. Empfehlenswert ist es, Hochlastwiderstände zu verwenden, die durch ein spezielles Herstellungsverfahren induktions- und kapazitätsarm ausgeführt sind und die man besonders auch für die Verwendung als Belastungswiderstände in Absorbern (»künstliche Antennen«) fertigt.

Die Größe des Abschlußwiderstandes liegt bei 800 Ω. Er ist in einem wasserdichten Gehäuse unterzubringen und auf dem kürzesten Weg mit den Strahlerenden zu verbinden.

In jeder Langdrahtantenne werden bei Gewittern erhebliche Ströme induziert. Diese können beim Rhombus zur Zerstörung des Schluckwiderstandes führen. Es ist deshalb vorteilhaft, wenn man den Abschlußwiderstand in leicht erreichbarer Höhe am Mast befestigt und ihn über eine

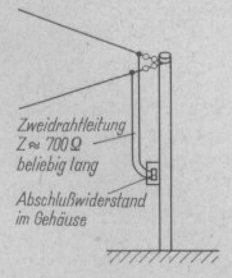


Bild 12.7. Abschlußwiderstand einer Rhombusantenne, über eine beliebig lange Wanderwellenleitung angeschlossen

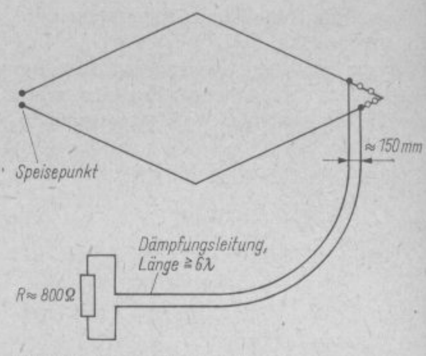


Bild 12.8. Abgeschlossene Rhombusantenne mit Dämpfungsleitung

beliebig lange Zweidrahtleitung von 700 bis 800 Ω Wellenwiderstand nach Bild 12.7. mit den Strahlerenden verbindet.

Das Gehäuse mit dem Abschlußwiderstand kann auch ansteckbar ausgeführt und dann vor Gewittern einfach entfernt werden. Sofern man hochbelastbare Schluckwiderstände verwendet, braucht man mit ihrer Zerstörung bei Gewittern kaum zu rechnen. Im übrigen ist es Vorschrift, den ganzen Antennenkomplex vor Gewittern zu erden.

Um hochbelastbare Abschlußwiderstände einzusparen, arbeitet man besonders in der kommerziellen Technik mit sogenannten Schluckleitungen. Das sind Dämpfungsleitungen, die als Zweidrahtleitung wie eine offene Speiseleitung ausgeführt sind, zum Unterschied von diesen aber auch aus Widerstandsdrähten bestehen. Es werden Chromnickel-Widerstandsdrähte mit einem Durchmesser von 0,4 bis 0,5 mm empfohlen, die im Abstand von etwa 15 cm parallel zu führen sind. Die Länge dieser Widerstandsparalleldrahtleitung soll mindestens 6λ – bezogen auf die mittlere Betriebswellenlänge – betragen. Das Ende dieser Dämpfungsleitung muß mit dem Schluckwiderstand abgeschlossen werden. Die Belastbarkeit des Schluckwiderstandes braucht aber dann nur noch etwa $^1/_{10}$ der maximalen Senderleistung zu betragen (Bild 12.8.).

12.4.3. Die Konstruktion des Rhombus

Um eine nebenkeulenarme Richtcharakteristik und einen möglichst hohen Antennengewinn zu erzielen, muß der Spreizwinkel α und die Seitenlängen L in einem bestimmten Verhältnis zueinander stehen. Diese Werte können aus Bild 12.9. abgelesen werden.

In Bild 12.9. ist der theoretische Maximalgewinn in dB unter der Seitenlänge L eingetragen, denn zwischen Antennengewinn in der Hauptstrahlrichtung und Seitenlänge L besteht Proportionalität, sofern der Spreizwinkel α optimal gewählt wurde. Bei diesen Angaben wird bereits der Strahlungsverlust, der im Abschlußwiderstand auftritt, mit 3 dB berücksichtigt.

Der vertikale Erhebungswinkel im *H*-Diagramm einer Rhombusantenne hängt von der Aufbauhöhe ab. Für eine möglichst »flache« Abstrahlung in den hochfrequenten Kurzwellenbändern soll man eine Bauhöhe von $\lambda/2$ nicht unterschreiten. Die Schenkel dürfen vertikal nicht geneigt werden, sondern sollen in gleicher Höhe parallel zur Erdoberfläche verlaufen.

Bei der Planung einer Rhombusantenne wird es immer gut sein, sich vorher eine Übersicht ihrer Ausdehnung in Länge und Breite zu verschaffen. Tabelle 12.1. enthält alle Konstruktionsunterlagen zum Bau von Rhomben für die Amateurbänder 10 bis 40 m. Die angegebenen Seitenlängen wurden annähernd für Amateurbandmitte berechnet. Infolge der großen Bandbreite von Rhombusantennen erübrigt sich ein zentimetergenauer Zuschnitt. Die Entfernungen A und B, die zur Bestimmung der Aufstellungspunkte für die Tragemaste wichtig sind, wurden aufgerundet. Es empfiehlt sich, die Maste noch etwas weiter auseinander aufzustellen, damit für einen Feinabgleich der Rückdämpfung noch die Möglichkeit besteht, kleine Korrekturen von α und β vorzunehmen. Das wird besonders bei großen Schenkellängen L erforderlich, weil dann die Bündelung extrem scharf ist.

12.4.4. Der Mehrbandbetrieb

Aus Tabelle 12.1. ist weiterhin zu ersehen, daß der Mehrbandbetrieb mit einem Rhombus leicht durchgeführt werden kann. Eine Seitenlänge von beispielsweise 42 m hat 1λ beim 40-m-, 2λ beim 20-m-, 3λ beim 15-m- und 4λ beim 10-m-Betrieb. Den Spreiz-

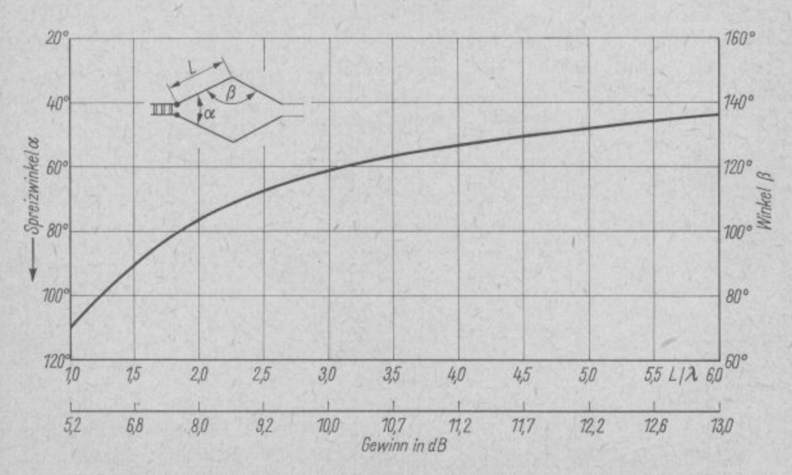


Bild 12.9. Optimaler Spreizwinkel α und Winkel β in Abhängigkeit von der Seitenlänge L bei der abgeschlossenen Rhombusantenne

Tabelle 12.1. Praktische Bestimmung aller Abmessungen für Amateurband-Rhombusantennen

Seitenlänge L in Vielfachen von λ	Seitenlänge L in m	Spreizwinkel α in °	Neigungswinkel β in °	Längsausdehnung A in m	Breitenausdehnung B in m	Antennengewinn in dB
40-m-Amateurband						
1,0	41,50	111	69	47,00	68,50	5,2
1,5	63,00	91	89	88,50	90,00	6,8
2,0	84,00	76	104	132,40	103,50	8,0
2,5	105,00	68	112	174,50	117,50	9,2
3,0	127,00	63	117	217,00	133,00	10,0
3,5	148,00	58	122	259,00	144,00	10,7
4,0	169,00	54	126	302,00	154,00	11,2
20-m-Amateurband						
1,0	20,80	111	69	24,00	34 50	5,2
1,5	31,50	91	89	44,50	45,00	6,8
2,0	42,00	76	104	66,50	52,00	8,0
2,5	52,50	68	112	87,50	59,00	9,2
3,0	63,00	63	117	108,00	66,00	10,0
3,5	74,00	58	122	130,00	72,00	10,7
4,0	84,50	54	126	151,00	77,00	11,2
4,5	95,00	51	129	172,00	82,00	11,7
5,0	106,00	48	132	194,00	86,50	12,2
5,5	116,00	46	134	214,00	91,00	12,6
6,0	127,00	44	136	236,00	95,50	13,0
15-m-Amateurband						
1,0	13,80	111	69	15,70	22,80	5,2
1,5	21,00	91	89	29,50	30,00	6,8
2,0	28,00	76	104	44,50	34,50	8,0
2,5	35,00	68	112	50,00	39,50	9,2
3,0	42,00	63	117	72,00	44,00	10 0
3,5	49,50	58	122	87,00	48,00	10,7
4,0	56,50	54	126	101,00	51,50	11,2
4,5	63,50	51	129	115,00	55,00	11,7
5,0	70,50	48	132	129,00	57,50	12,2
5,5	78,00	46	134	144,00	61,00	12,6
6,0	85,00	44	136	158,00	64,00	13,0
10-m-Amateurband						
1,0	10,20	111	69	11,60	17,00	5,2
1,5	15,60	91	89	22,00	22,30	6,8
2,0	21,00	76	104	33,10	26,00	8,0
2,5	26,20	68	112	43,50	29,50	9,2
3,0	31,50	63	117	54,00	33,00	10,0

Fortsetzung zu Tabelle 12.1.

Seitenlänge L in Vielfachen von λ	Seitenlänge L in m	Spreizwinkel α in °	Neigungswinkel β in °	Längsausdehnung A in m	Breitenausdehnung B in m	Antennengewinn in dB
3,5	37,00	58	122	65,00	36,00	10,7
4,0	42,00	54	126	75,00	38,50	11,2
4,5	47,50	51	129	86,00	41,00	11,7
5,0	52,50	48	132	96,00	43,00	12,2
5,5	58,00	46	134	107,00	45,50	12,6
6,0	63,00	44	136	117,00	47,50	13,0

winkel bemißt man optimal für 15 oder 20 m; er ist dann für 10 m etwas zu groß und für 40 m zu klein. Im Fall des 10-m-Betriebes (α zu groß) wird die Hauptkeule schmaler; es treten einige schwache Nebenkeulen und eine leichte Rückwärtsstrahlung auf. Das beeinflußt den Antennengewinn in der Hauptstrahlrichtung jedoch nur wenig. Beim 40-m-Betrieb (α zu klein) wird das Richtdiagramm aufgeblättert, die Strahlbreite dadurch vergrößert, und es ergibt sich ebenfalls eine Strahlung nach rückwärts. Diese Antenne wäre dann für 40 m mit noch gutem Gewinn nach mehreren Richtungen brauchbar. Auch Seitenlängen von 21,00 und 63,00 m ergeben ausgezeichnete Mehrbandrhomben.

12.4.5. Sonderformen der Rhombusantennen

Eine kommerzielle Form der Rhombusantenne, die sich durch noch größere Bandbreite auszeichnet, ist der »dicke« oder Breitbandrhombus (Bild 12.10.).

Durch die Parallelschaltung von 3 oder mehr Drähten nach Bild 12.10. wird die Bandbreite größer und der Eingangswiderstand sinkt auf etwa 600 Ω ab.

Wenn mehrere gleichartige Rhomben vertikal übereinander gestockt werden, erreicht man eine weitere Gewinnsteigerung durch Bündelung in der *H*-Ebene (Bild 12.11.). Der Aufbau solcher Rhomben ist allerdings auf die VHF- und UHF-Bereiche beschränkt. Mit Doppelrhomben und -rhomboiden werden Antennengewinne um 17 dB erreicht.

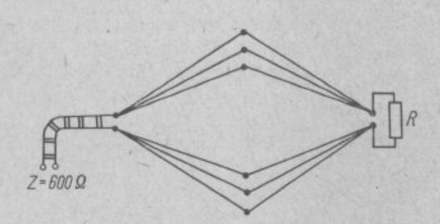


Bild 12.10. Der Breitbandrhombus

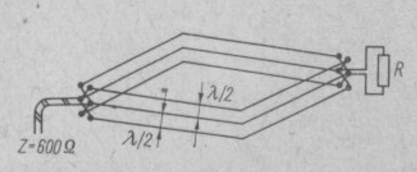


Bild 12.11. Die gestockte Rhombusantenne

Literatur zu Abschnitt 12.

Countryman, G.L., W3HH: Performance of the Terminated Folded Dipole, Antenna Roundup, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1963

Countryman, G.L., W3HH: More on the T2FD, Antenna Roundup, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1963

Tauer, S.G.: Die T2FD – eine Antenne mit ausgezeichneten Empfangseigenschaften, „FUNK-AMATEUR", Heft 2, Seite 68, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

Minarik, R.G.: Multi-Band Vertical, »CQ«, September, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1959

Ajsenberg, G.S.: Kurzwellen-Antennen, Kapitel X, Fachbuchverlag Leipzig, 1954

Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook, Chapter 4, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1961

13. Gleichphasig erregte Dipolkombinationen (Querstrahler)

Der Halbwellendipol stellt das Grundelement fast aller Antennen dar. Seine Richtcharakteristik ist bekannt (s. Abschn. 3.). Durch entsprechende Kombinationen mehrerer gespeister Dipole kann man die Richtcharakteristik nahezu beliebig verändern und dabei auch den Antennengewinn in der Hauptstrahlrichtung vergrößern.

13.1. Die Dipolzeile (kollineare Dipole)

Werden mehrere Halbwellenstrahler zeilenförmig nebeneinander angeordnet und alle Elemente gleichphasig erregt, so ändert sich an der Hauptstrahl*richtung* – bezogen auf den Halbwellendipol – nichts. Die Strahl*breite* (Öffnungswinkel) wird jedoch zugunsten einer verstärkten Abstrahlung in der Hauptrichtung geringer. Daraus resultiert ein mehr oder weniger großer Gewinn, bezogen auf den einfachen Halbwellendipol.

Bild 13.1. zeigt Dipolzeilen mit 4 kollinearen Dipolen, bei denen die bei gleichphasiger Erregung auftretende Stromverteilung eingezeichnet ist. Alle Ströme sind nach Phase, Richtung und Größe gleich. Mit einem kollinearen Strahlersystem lassen sich gegenüber einem Halbwellendipol etwa folgende Antennengewinne erzielen:

2 kollineare Halbwellenstücke	1,8 dB
3 kollineare Halbwellenstücke	3,2 dB
4 kollineare Halbwellenstücke	4,5 dB
5 kollineare Halbwellenstücke	5,4 dB
6 kollineare Halbwellenstücke	6,2 dB
7 kollineare Halbwellenstücke	6,9 dB
8 kollineare Halbwellenstücke	7,5 dB

Eine weitere geringe Gewinnsteigerung kann erreicht werden, wenn der Raum zwischen den einzelnen Halbwellenelementen auf $\lambda/4$ bis $\lambda/2$ vergrößert wird (Bild 13.1.b). In diesem Fall ist jedoch die gleichphasige Erregung der Elemente schwieriger und umständlicher durchzuführen, so daß man diese Möglichkeit nur selten anwendet. Die einfachste Dipolzeile stellt der zentralge-

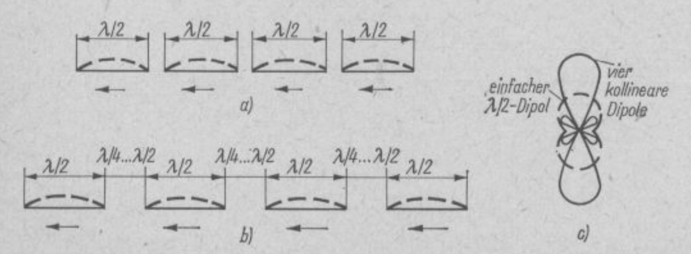


Bild 13.1. Die Dipolzeile; a – kollineare Dipole, gleichphasig erregt, mit jeweils kleinem Abstand, b – kollineare Dipole, gleichphasig erregt, mit einem jeweiligen Abstand von $^1/_4$ Wellenlänge, c – Vergleich der Richtcharakteristik (*E*-Ebene) eines einfachen Halbwellendipols (gestrichelt) mit der einer Dipolzeile, bestehend aus 4 kollinearen Dipolen

speiste Ganzwellendipol dar. Bei ihm werden 2 kollineare Halbwellenstücke gleichphasig erregt, wie aus der Stromverteilung in Bild 13.2.a hervorgeht. Dabei tritt ein Gewinn von 1,8 dB auf. Im Gegensatz dazu zeigt Bild 13.2.b einen endgespeisten Ganzwellenstrahler (Zeppelin-Antenne), der durch die Art der Speisung gegenphasig erregt wird (s. Stromverteilung). Bei ihm ist das E-Diagramm in 4 Hauptkeulen aufgeblät-

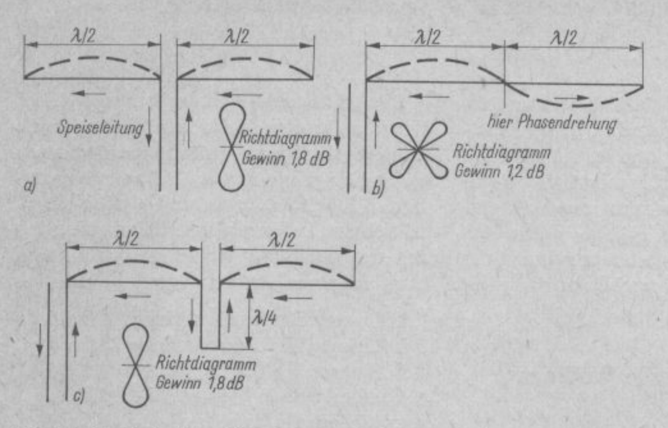


Bild 13.2. Der Einfluß der gleichphasigen und der gegenphasigen Erregung; a – 2 kollineare Halbwellendipole, gleichphasig erregt, b – 2 Halbwellenstücke, endgespeist und gegenphasig erregt (endgespeister Ganzwellenstrahler), c – endgespeister Ganzwellenstrahler, durch Viertelwellenleitung gleichphasig erregt

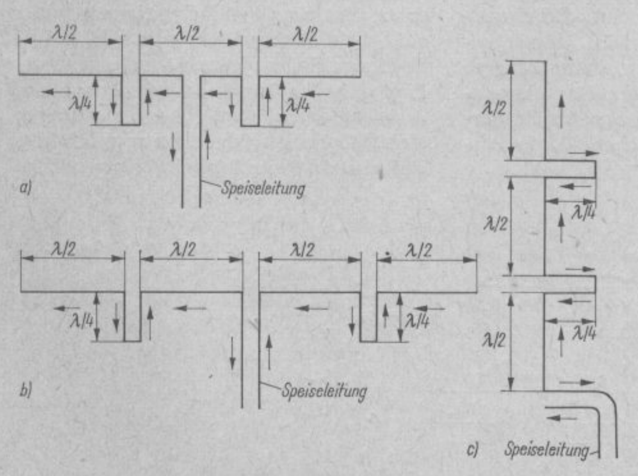


Bild 13.3. Beispiele für Dipolzeilen; a – 3 kollineare Halbwellenstrahler, zentral gespeist und gleichphasig erregt (Gewinn 3,2 dB), b – 4 kollineare Halbwellendipole, zentral gespeist und gleichphasig erregt (Gewinn 4,3 dB), c – 3 kollineare Halbwellenstrahler, vertikal polarisiert, endgespeist und gleichphasig erregt (Gewinn 3,2 dB)

tert, und der Gewinn beträgt bei gleicher Antennenlänge nur 1,2 dB. Um einen solchen endgespeisten Ganzwellenstrahler gleichphasig zu erregen, müßte man nach Bild 13.2.c die beiden Halbwellenstücke voneinander trennen und bei der Trennstelle ein phasendrehendes Glied einfügen. Dieses Glied läßt sich durch eine kurzgeschlossene Viertelwellenleitung darstellen (Phasendrehung 180°). Es können beliebig viele Halbwellenstücke zeilenförmig aneinandergereiht werden. Sie sind gleichphasig erregt, wenn man jeweils die einzelnen Halbwellenstücke über phasendrehende Glieder miteinander verbindet.

Der Strahlungswiderstand in einem Strombauch der Dipolzeile steigt beim Vergrößern der Dipolanzahl schneller an als bei einer linearen Antenne mit gegenphasig erregten Halbwellenstücken (Langdrahtantenne). Für Dipolzeilen mit 2 bis 6 gleichphasig erregten Halbwellenelementen gilt als Faustregel, daß der Strahlungswiderstand annähernd gleich der Anzahl der Dipole mal 100 ist. So kann z. B. angenommen werden, daß eine Dipolzeile mit 3 kollinearen Halbwellenstücken einen Strahlungswiderstand von 300 Ω aufweist.

In Bild 13.3. sind als Beispiele einige Dipolzeilen aufgeführt. Die eingezeichneten Pfeile kennzeichnen die Stromrichtung. Bei der Ausführung nach Bild 13.3.a erfolgt die Speisung in einem Strombauch, deshalb ist der Speisepunktwiderstand gleich dem Strahlungswiderstand. Er beträgt 300 Ω (3 Elemente mal 100 Ω) bei einem Gewinn von 3,2 dB. In Bild 13.3.b wird in einem Spannungsbauch gespeist, dementsprechend ist der Speisepunkt hochohmig. Abhängig vom Schlankheitsgrad der Leiter kann in diesem Fall die Speisepunktimpedanz zwischen etwa 1000 und 6000 Ω betragen, der theoretische Gewinn ergibt sich mit 4,3 dB.

Kollineare Dipole können auch in einer senkrecht stehenden Zeile angeordnet werden (Bild 13.3.c). Polarisation und Bündelung sind dann vertikal, es ergibt sich eine Rundstrahlcharakteristik in der Horizontalebene. Entsprechend Bild 13.3.c erfolgt aus mechanischen Gründen die Einspeisung am unteren Zeilenende, obwohl eine symmetrische Speisung im Zentrum des mittleren Halbwellenstückes elektrisch günstiger wäre. Die geschlossene Viertelwellenleitung verursacht eine Phasendrehung von 180° und wirkt wie ein zwischen die Halbwellenstücke eingefügter Parallelresonanzkreis (s. Bild 5.29.). Die gleiche Wirkung hat eine an beiden Enden offene Halbwellenparalleldrahtleitung. Ebenso könnten die Leitungsstücke auch durch hochwertige Sperrkreise (Parallelresonanzkreise) ersetzt werden, eine Praxis, die man manchmal im Kurzwellenbereich anwendet (*W3DZZ*-Antenne). Die geschlossene Viertelwellenleitung ist jedoch das gebräuchliche Mittel zur Herstellung einer gleichphasigen Erregung bei Dipolzeilen, weil man mit solchen Leitungskreisen bei geringem Aufwand hohe Kreisgüten erzielt.

13.2. Die Dipolspalte (gestockte Dipole)

Werden horizontale, gleichphasig gespeiste Halbwellendipole parallel übereinander angeordnet, so entsteht eine *Dipolspalte*. Der Anschaulichkeit halber spricht man auch von *gestockten Dipolen*. Bei der Stockung von $\lambda/2$-Dipolen entspricht das E-Diagramm dem eines Einzeldipols, während die Bündelung in der H-Ebene erfolgt. Bild 13.4. zeigt als Beispiel eine Dipolspalte aus 4 gleichphasig erregten Halbwellenstücken, die im Abstand von $\geqq \lambda/2$ gestockt sind. Das vertikale Richtdiagramm (H-Ebene) ist eingezeichnet.

Der durch Bündelung in der H-Ebene erzielbare Antennengewinn hängt von der Anzahl der parallelen Dipole und deren Stockungsabstand S ab. Aus Bild 13.5. ist der mögliche Gewinn von 2 gestockten, gleichphasig erregten Halbwellendipolen in Abhängigkeit vom Stockungsabstand S zu ersehen. Als ungefähren Richtwert kann man annehmen, daß sich der Gewinn bei Zufügen jeder weiteren Etage mit $0{,}5\lambda$ Stockungsabstand um rund 1 dB steigert. Beim

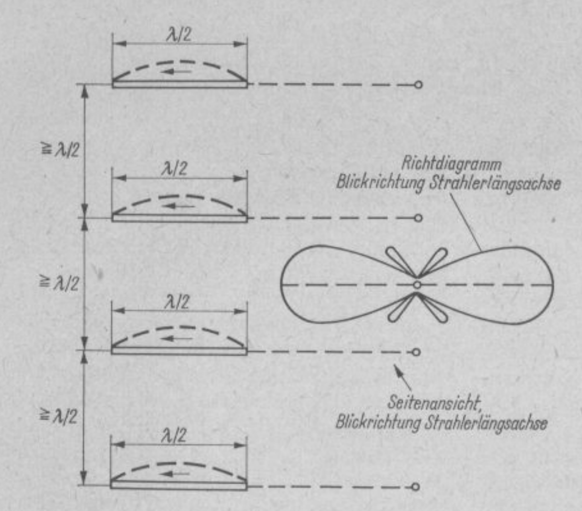


Bild 13.4. Dipolspalte mit 4 gleichphasig erregten horizontalen Halbwellendipolen

optimalen Abstand S beträgt der Gewinnanstieg etwa 1,5 dB. Die Elemente müssen alle in der gleichen Ebene liegen.

Wie auch aus Bild 13.5. hervorgeht, erreicht man mit einem Stockungsabstand S von $0{,}5\lambda$ nicht den möglichen Maximalgewinn, er wird aber trotzdem allgemein bevorzugt, weil er in mechanischer und elektrischer Hinsicht bestimmte Vorteile bietet. Bei 2 gestockten Halbwellenelementen sind im *H*-Diagramm keine Nebenkeulen vorhanden, wenn der Abstand $S = \lambda/2$ beträgt, sie erscheinen aber bei Vergrößerung von S, wenn der Abstand für den Gewinn optimal mit etwa $0{,}65\lambda$ bemessen wird. Die Gewinnsteigerung bedingt eine Verkleinerung des Öffnungswinkels, wobei gleichzeitig einige kleine Nebenkeulen im Richtdiagramm vorhanden sind.

Um eine Dipolspalte gleichphasig zu erregen, gibt es verschiedene Methoden. Die bekannteste ist die Speisung über abgestimmte Halbwellenlecherleitungen. Eine offene $\lambda/2$-Paralleldrahtleitung transformiert einen Widerstand im Verhältnis 1:1, sie dreht jedoch die Phase einer anliegenden HF-Spannung um 180°. Werden nach Bild 13.6.a 2 parallele Halbwellenendipole mit $\lambda/2$ Stockungsabstand einfach über eine Halbwellenlecherleitung verbunden, so sind beide Dipole gegenphasig erregt, wie aus denStrompfeilen hervorgeht. Die geforderte gleichphasige Erregung wird erst erreicht, wenn man nach Bild 13.6.b die Halbwellenverbindungsleitung überkreuzt. Würden beide Dipole mit einer Leitung verbunden, deren elektrische Länge 1λ beträgt, so dürfte diese nicht überkreuzt werden, da Ganzwellen-*Lecher*-Leitungen sowohl gleiche Widerstände als auch gleiche Phasenlage herstellen (Bild 13.6.c).

Die Einspeisung in den unteren Dipol nach Bild 13.6. ist mechanisch bequem, elektrisch jedoch nicht sehr günstig. Der unterste Dipol, an den man die Speiselei-

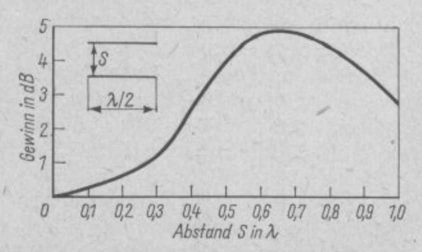


Bild 13.5. Der Maximalgewinn von 2 gestockten, gleichphasig erregten Halbwellendipolen in Abhängigkeit vom Stockungsabstand S in λ (nach *ARRL-Antenna Bock*)

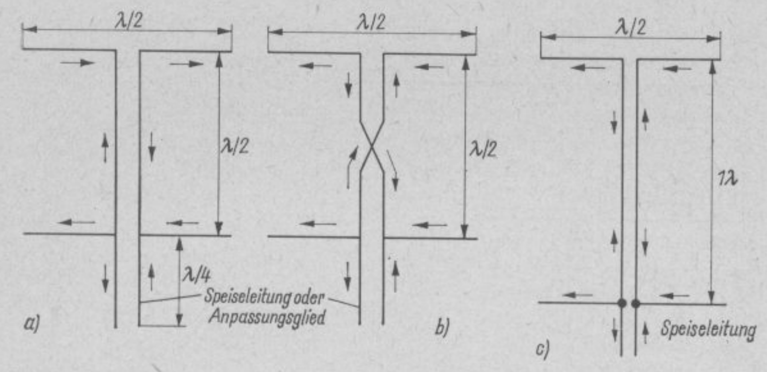


Bild 13.6. Erregung zweier paralleler Dipole; a – gegenphasige Erregung zweier paralleler Dipole in λ/2-Abstand, b – gleichphasige Erregung zweier paralleler Dipole in λ/2-Abstand durch Überkreuzen der Verbindungsleitung, c – gleichphasige Erregung zweier paralleler Dipole durch eine nicht überkreuzte Ganzwellenverbindungsleitung

tung anschließt, bekommt seine Energie sozusagen »aus erster Hand«, während zu den folgenden oberen Etagen verschieden lange Wege zurückzulegen sind. Als Folge der Laufzeitunterschiede tritt eine leicht phasenverschobene Strom- und Spannungsverteilung auf, die sich meist in einem unerwünschten Anheben des *H*-Diagramms äußert (größerer Erhebungswinkel). Die Antenne »schielt« nach oben und die Frequenzbandbreite wird eingeengt. Dipolspalten sollten deshalb zentral in der geometrischen Mitte der Höhenausdehnung gespeist werden.

Als Folge der parallelen Anordnung gleichphasig erregter Dipole verändert sich ihr Strahlungswiderstand in Abhängigkeit vom Stockungsabstand *S*. Wie man aus Bild 13.7. ersehen kann, beträgt bei 2 parallelen Dipolen der Strahlungswiderstand jedes Einzeldipols 60 Ω, wenn der Abstand $S = 0{,}5\lambda$ hat; er fällt bei $S = 0{,}72\lambda$ auf rund 45 Ω und steigt bei einem Abstand *S* von 1λ auf knapp 80 Ω.

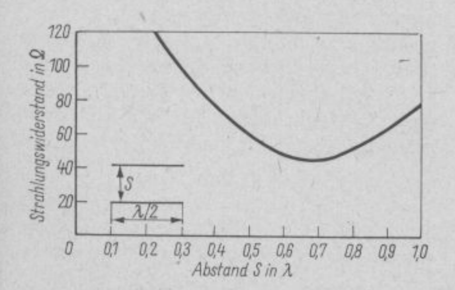


Bild 13.7. Der Strahlungswiderstand im Strombauch jedes Einzelelementes von 2 gleichphasig erregten, parallelen Dipolen in Abhängigkeit vom Stockungsabstand *S*

Für Kurzwellenantennen ist wegen der erforderlichen Aufbauhöhe die Dipolspalte auf 2 parallele Dipole begrenzt. Im UKW-Bereich dagegen lassen sich parallele Dipole in mehreren Ebenen stocken. Die dabei auftretenden Speisungsprobleme werden in Abschnitt 23.1. behandelt.

13.3. Dipolgruppen

Es ist üblich, Kombinationen von Dipolzeilen und Dipolspalten zu bauen, wobei man die Bündelung in der *E*-Ebene durch die vorhandenen Dipolzeilen und die Richtschärfe der *H*-Ebene durch die Dipolspalten erreicht. Solche Anordnungen nennt man *Dipolwände* oder *Gruppenantennen*.

Da Dipolzeilen und Dipolspalten bidirektionale Systeme sind, versieht man häufig jedes Halbwellenstück mit einem abge-

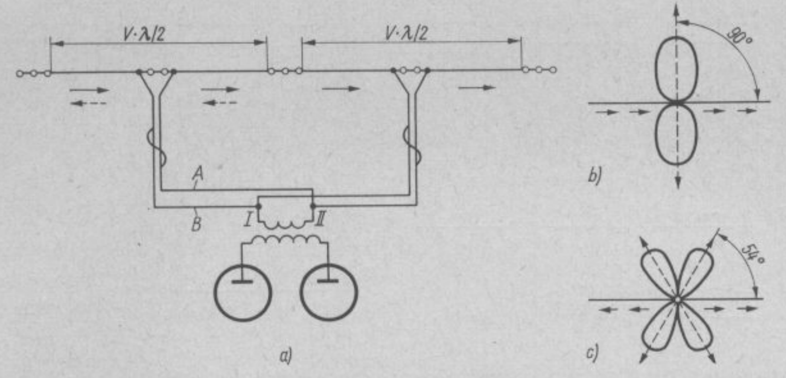


Bild 13.8. Doppeldipol mit veränderbarem Richtdiagramm; a – Umschaltung des Richtdiagramms durch Vertauschen der Anschlüsse A und B, b – Richtdiagramm des Doppeldipols bei gleichphasiger Erregung (Gewinn 1,8 dB), c – Richtdiagramm des Doppeldipols bei gegenphasiger Erregung (Gewinn 1,2 dB)

stimmten gespeisten oder parasitären Reflektor und erreicht damit eine einseitige Richtwirkung, wobei gleichzeitig der Gewinn der Gesamtanordnung um knapp 3 dB ansteigt. Setzt man die Dipole vor eine Reflektorwand, kann sich der Gewinn bis um 7 dB steigern. Umfangreiche Dipolkombinationen lassen sich aus mechanischen Gründen nur im UKW-Bereich ausführen, sie werden deshalb bei den UKW-Antennen besprochen.

13.4. Praktische Bauformen von Drahtrichtantennen

Gleichphasig erregte Dipole sind als *Drahtrichtantennen* im Kurzwellenbereich sehr beliebt. Sie werden als Dipolzeilen, Dipolspalten oder in kleineren Kombinationen von beiden verwendet. Bei einigen Formen läßt sich auch Mehrbandbetrieb ermöglichen, generell handelt es sich aber um Einbandantennen, und der Mehrbandbetrieb ist immer eine Kompromißlösung. Die Anwendung solcher Richtstrahler beschränkt sich wegen ihrer räumlichen Ausdehnung auf die hochfrequenten Kurzwellenbänder (DX-Bänder).

13.4.1. Der Doppeldipol

Die einfachste Dipolzeile besteht aus 2 kollinearen, gleichphasig erregten Halbwellendipolen nach Bild 13.8. Als Besonderheit weist in diesem Fall jeder Dipol seine eigene Speiseleitung auf. Das hat den Vorteil, daß durch Umschalten der Speiseleitung die Richtcharakteristik verändert werden kann.

Bei gleichphasiger Erregung der beiden Dipole – wie gezeichnet – erfolgt die Hauptstrahlung nach Bild 13.8.b senkrecht zur Dipolachse mit einem Gewinn von 1,8 dB. Durch einfaches Umpolen einer der beiden Speiseleitungen an der Ankopplungsspule werden die Dipole gegenphasig gespeist, und es entsteht das Strahlungsdiagramm eines Ganzwellenlangdrahtes nach Bild 13.8.c mit einem Gewinn von 1,2 dB. Besteht die Möglichkeit, beide Dipole in einem größeren Abstand *S* nach Bild 13.9. aufzu-

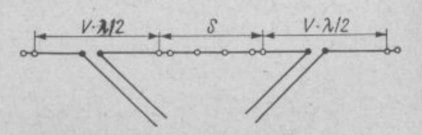


Bild 13.9. Doppeldipol mit erhöhtem Gewinn durch Vergrößerung des Abstandes *S*

bauen, erhöht sich bei gleichphasiger Erregung der Antennengewinn. Bei $S = 0{,}2\lambda$ beträgt der Gewinn 2,5 dB, er steigt bei $S = 0{,}3\lambda$ auf 3 dB an und erreicht seinen Höchstwert zwischen $0{,}4\lambda$- und $0{,}6\lambda$-Abstand mit rund 3,2 dB.

13.4.2. Die *Franklin*-Antenne

Werden mehr als 2 gleichphasig erregte Dipole in einer Zeile zusammengeschaltet, spricht man auch von einer *Franklin*-Antenne. Die kleinste *Franklin*-Antenne besteht aus 3 kollinearen Dipolen (Bild 13.10.a)

Der Fußpunktwiderstand dieses Systems ist gleich dem Strahlungswiderstand (Speisung in einem Strombauch) und beträgt etwas über 300 Ω. Die Antenne kann deshalb mit einer beliebig langen Speiseleitung von 300 Ω Wellenwiderstand direkt gespeist werden.

Der mittlere Dipol (L_2) ist etwas länger bemessen als die beiden Außendipole, da er nicht dem sogenannten Endeffekt unterliegt.

Die Resonanzlängen L_3 der beiden geschlossenen Viertelwellenglieder beziehen sich auf luftisolierte Paralleldrahtleitungen, deren Leiterabstand etwa 10 cm betragen kann (nicht kritisch!). Verwendet man Bandkabelstücke, so muß deren Verkürzungsfaktor V ($V \approx 0{,}8$) berücksichtigt werden.

Der theoretische Gewinn dieser Anordnung beträgt 3,2 dB, er wird ausschließlich durch Bündelung in der E-Ebene erreicht. Die praktischen Bemessungsangaben für L_1, L_2 und L_3 sind aus Tabelle 13.1. zu ersehen.

Tabelle 13.1. Bemessungsdaten für Franklin-Antennen nach Bild 13.10.

Amateurband	Länge L_1 in m	Länge L_2 in m	Länge L_3 in m
10 m	5,09	5,18	2,50
15 m	6,90	7,02	3,52
20 m	10,30	10,50	5,27
40 m	20,71	21,13	10,61
80 m	40,50	41,35	20,70

Ergänzt man die Antenne nach Bild 13.10.b durch 2 weitere Halbwellenstücke zu 5 kollinearen Dipolen, so steigt der theoretische Gewinn auf 5,4 dB, und der Widerstand im Speisepunkt beträgt rund 500 Ω. Diese Antenne kann mit einer beliebig langen Zweidrahtleitung von 500 Ω Wellenwiderstand gespeist werden.

Für den Amateurverkehr wäre eine solche Antenne aus praktischen Gründen allerdings nur sinnvoll, wenn man die Dipole in einer vertikalen Zeile aufbauen könnte. Dann würde diese vertikal polarisierte Dipolzeile als ein hervorragender horizontaler

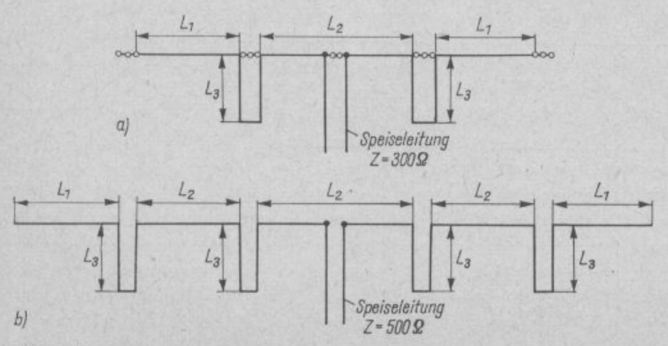


Bild 13.10. *Franklin*-Antennen (Bemessung nach Tabelle 13.1.); a – 3 kollineare Dipole, Gewinn 3,2 dB, b – 5 kollineare Dipole, Gewinn 5,4 dB

Rundstrahler mit sehr kleinem Erhebungswinkel und einem Gewinn von 5,4 dB nach allen Richtungen der Windrose strahlen. Leider können die dabei erforderlichen Bauhöhen nur in seltenen Ausnahmefällen verwirklicht werden. Die Resonanzlängen für beide Antennentypen kann man aus Tabelle 13.1. ablesen. Da kollineare Dipole eine relativ große Bandbreite haben, sind die Abmessungen für Amateurbandmitte berechnet. Damit ist die Brauchbarkeit über die ganze Breite des jeweiligen Amateurbandes gegeben.

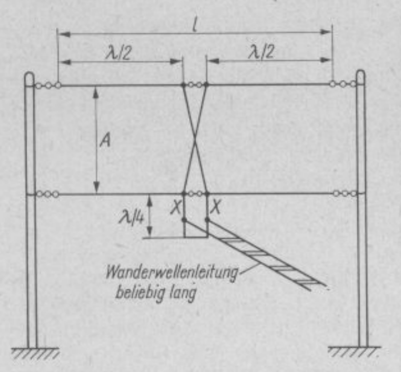


Bild 13.11. Der »Faule Heinrich« für Einbandbetrieb

13.4.3. Der »Faule Heinrich« (Lazy-H)

Die scherzhafte Bezeichnung *»Fauler Heinrich«* soll die äußere Erscheinungsform dieser Drahtrichtantenne kennzeichnen (liegendes H = ⌶). Sie wird in Bild 13.11. dargestellt.

Es handelt sich dabei um die Kombination einer Dipolzeile mit 2 kollinearen Dipolen und einer Dipolspalte aus 2 parallelen Dipolen, deren Stockungsabstand $\lambda/2$ beträgt. Die überkreuzte Verbindungsleitung bewirkt, daß alle Dipole gleichphasig erregt werden.

Die Speisung wird im dargestellten Fall über eine beliebig lange angepaßte Zweidrahtleitung vorgenommen. Die Anpassung dieser Speiseleitung an den hochohmigen Antennenspeisepunkt erfolgt über eine geschlossene Viertelwellenleitung (s. Abschnitt 6.6.).

Das Strahlungsdiagramm in der Horizontalebene entspricht dem eines Ganzwellendipols (2 kollineare Dipole), die Hauptstrahlung erfolgt deshalb senkrecht zur Leiterlängsachse (Breitseitenstrahler) und ist bidirektional. Man kann mit einem horizontalen Öffnungswinkel von etwa 60° rechnen. Als Folge der senkrechten Staffelung (Dipolspalte) bündelt das System auch vertikal (*H*-Ebene). Die Bündelung in der *H*-Ebene bewirkt, daß eine Dipolspalte

Tabelle 13.2. Bemessungsunterlagen für den »Faulen Heinrich« nach Bild 13.11.

Amateurband	Länge l in m	Abstand A in m	theoretischer Gewinn in dB
20 m	20,60	10,50 ($^1/_2\lambda$)	5,6
		7,95 ($^3/_8\lambda$)	4,3
		15,90 ($^3/_4\lambda$)	6,3
15 m	13,90	7,10 ($^1/_2\lambda$)	5,6
		5.33 ($^3/_8\lambda$)	4,3
		10,70 ($^3/_4\lambda$)	6,3
10 m	10,25	5,30 ($^1/_2\lambda$)	5,6
		4,00 ($^3/_8\lambda$)	4,3
		7,95 ($^3/_4\lambda$)	6,3

nicht ganz so empfindlich auf die Bauhöhe über Grund reagiert wie eine Einebenenantenne; denn entsprechend dem Vertikaldiagramm gelangen nur geringe Strahlungsanteile zum Erdboden, somit können Erdbodenreflexionen auch nur in begrenztem Umfang auftreten (s. Abschn. 3.2.2.1.). Trotzdem unterliegt der für die Fernausbreitung so wichtige vertikale Erhebungswinkel der Aufbauhöhe über Grund, und wie für jede andere Antenne gilt auch in diesem Fall die Forderung, die Antenne in möglichst großer Höhe aufzubauen. Die besten Ergebnisse sind zu erwarten, wenn sich die untere Etage $\lambda/2$ über dem Erdboden befindet. Aber auch bei geringeren Höhen ist noch mit guten Leistungen zu rechnen.

Der theoretische Antennengewinn des dargestellten Systems beträgt 5,6 dB. Er verändert sich mit dem Stockungsabstand, wie aus Tabelle 13.2. hervorgeht. Der praktische Gebrauchswert eines »Faulen Heinrich« im Amateurverkehr übertrifft jedoch den von Einebenenantennen mit gleichem Gewinn erheblich. Das ist auf die Bündelung in der *H*-Ebene bei kleinem vertikalen Erhebungswinkel zurückzuführen. Im praktischen Funkverkehr wird es außerdem als angenehm empfunden, daß der horizontale Öffnungswinkel von fast 60° immerhin $^1/_3$ des Vollkreises bei hohem Antennengewinn zu überdecken gestattet (bidirektional).

Allgemein wird ein Etagenabstand von $\lambda/2$ bevorzugt. Geringere Stockungsabstände ergeben einen kleineren, größere einen höheren Gewinn. Tabelle 13.2. gibt Aufschluß über Strahlerlängen, Stockungsabstände und über den theoretischen Antennengewinn für die DX-Bänder 20, 15 und 10 m.

Für einen »Faulen Heinrich« lassen sich verschiedene Speisungsmöglichkeiten anwenden. Die Speisung in die untere Ebene über eine abgestimmte Leitung nach Bild 13.12. ist mechanisch und elektrisch am einfachsten zu beherrschen. Durch die eingezeichneten Stromrichtungspfeile kann man erkennen, daß dabei alle Dipole

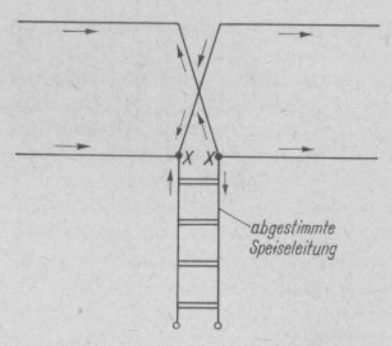


Bild 13.12. Der »Faule Heinrich« mit abgestimmter Speiseleitung

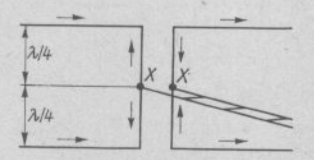


Bild 13.13. Der »Faule Heinrich« mit zentraler Speisung

gleichphasig erregt werden. Der Nachteil dieser Speisung besteht darin, daß sich – wie bereits ausgeführt – durch den Laufzeitunterschied beide Dipolebenen nicht genau gleichzeitig erregen lassen. Dadurch kann der vertikale Erhebungswinkel etwas größer werden, die Antenne »schielt nach oben«. Außerdem sind die Verluste einer abgestimmten Speiseleitung immer etwas größer als die einer angepaßten Leitung.

Die zentrale Speisung, bei der beide Ebenen symmetrisch erregt werden, zeigt Bild 13.13. Dabei fällt auch die mechanisch etwas schwierige Überkreuzung der Verbindungsleitung weg. Durch die Speisung in der Mitte der Halbwellenverbindungsleitung wird diese in 2 Viertelwellenstücke aufgeteilt, wobei jeder Strahlerebene eine $\lambda/4$-Leitung zuzuordnen ist. Somit kann man sich jede Strahlerebene als einen Ganzwellendipol mit Viertelwellentransformator (s. Abschn. 6.5.) vorstellen. Nimmt man den Eingangswiderstand des Ganzwellen-

dipols mit großem Schlankheitsgrad Z_A bei etwa 4000 Ω an und bemißt die Viertelwellenleitung mit einem Wellenwiderstand Z von ungefähr 600 Ω, so läßt sich der Wert der zu den Speisepunkten XX transformierten Impedanz Z_E leicht nach Gl. (6.6.) errechnen.

Werden die annähernd richtig angenommenen Werte in Gl. (6.6.) eingesetzt, dann erhält man

$$Z_E = \frac{600^2}{4000} = 90\ \Omega.$$

Da beide Ebenen im Punkt XX parallelgeschaltet sind, liegen auch die Widerstände parallel, so daß der Wellenwiderstand der angepaßten Speiseleitung nicht 90 Ω, sondern nur 45 Ω werden muß. Eine Speisung über 50-Ω-Koaxialkabel wäre deshalb möglich.

Im allgemeinen bevorzugt man auch bei der zentralen Speisung eine abgestimmte Speiseleitung, weil man mit ihr, als Kompromißlösung, auch Mehrbandbetrieb durchführen kann. Zu beachten ist noch, daß die Speiseleitung von den Punkten XX möglichst rechtwinklig über eine größere Strecke weggeführt werden soll.

Einen »Faulen Heinrich« mit den eingetragenen Abmessungen für den Mehrbandbetrieb auf 10, 15 und 20 m zeigt Bild 13.14. Er ist etwa für Resonanz im 15-m-Band bemessen. Er *muß* über eine abgestimmte Speiseleitung in Verbindung mit einem *Collins*-Filter betrieben werden.

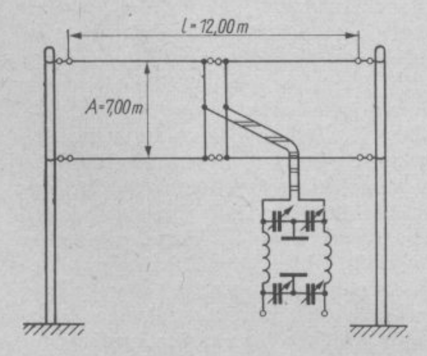


Bild 13.14. Der »Faule Heinrich« für Dreibandbetrieb

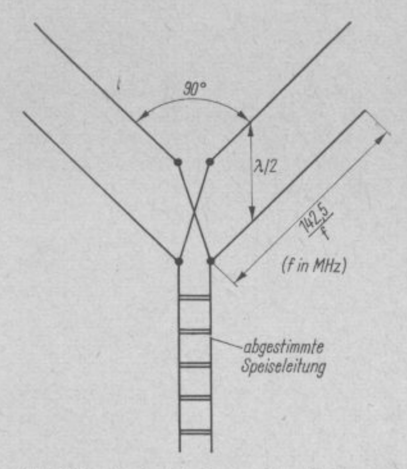


Bild 13.15. Gestockte Ganzwellenwinkelantenne als horizontaler Rundstrahler mit vertikaler Bündelung

13.4.3.1. *Der gestockte Ganzwellenwinkeldipol*

Winkelt man die beiden Dipolarme eines »Faulen Heinrich« nach Bild 13.15. um 90° ab, entsteht daraus ein gestockter Ganzwellenwinkeldipol, der wegen seiner Richtcharakteristik für den Amateur sehr interessant ist.

Ein um 90° abgewinkelter Ganzwellendipol hat nach Abschnitt 10.4.1. in der *E*-Ebene annähernd Rundstrahlcharakteristik (s. Bild 10.31.b3). Ordnet man 2 oder mehr solcher Winkeldipole in einer Dipolspalte an, so bleibt die horizontale Rundcharakteristik (*E*-Ebene) voll erhalten, und durch Bündelung in der *H*-Ebene wird ein angemessener Antennengewinn erzielt. Bei 2 gestockten Dipolebenen – also einem abgewinkelten »Faulen Heinrich« – kann mit einem Gewinn von etwa 3 dB gerechnet werden. Alle beim »Faulen Heinrich« angegebenen Daten lassen sich sinngemäß auch auf dessen abgewinkelte Version übertragen.

Die Horizontaldiagramme, die bei anderen Abwinkelungsgraden auftreten, kann man aus Bild 10.31. ersehen.

Durch die Stockung werden sie nicht beeinflußt.

13.4.3.2. *Der Bisquare-Strahler*

Eine einfache, aber wenig bekannte bidirektionale Drahtrichtantenne ist das sogenannte *Bisquare*. In der deutschen Sprache könnte man die Antenne sinngemäß als zweiseitig wirksames Quadrat bezeichnen. Obwohl das Bisquare äußerlich kaum Ähnlichkeit mit dem »Faulen Heinrich« hat, ist es ein vereinfachter, direkter Abkömmling von diesem. Bild 13.16. zeigt das elektrische Schema eines Bisquare. Die 4 Seiten des Quadrates L_1, L_2, L_3 und L_4 haben eine Länge von je $\lambda/2$. Die Phasenlage der Ströme ist durch Richtungspfeile gekennzeichnet. Daraus kann man erkennen, daß die rechtwinklige Knickung der Strahlerabschnitte eine gleichphasige Erregung der Halbwellenstücke L_1 bis L_4 bewirkt (alle Pfeilspitzen zeigen nach rechts). Dabei können L_1 und L_2 als untere, L_3 und L_4 als obere Ebene betrachtet werden. Im elektrischen Aufbau und in der Wirkungsweise entspricht demnach das Bisquare genau dem »Faulen Heinrich«.

Wegen der geringeren Bedeckungsfläche ist der Antennengewinn eines Bisquare mit knapp 4 dB etwas geringer als der eines »Faulen Heinrich«. Dafür benötigt das Bisquare nur einen Tragemast, während

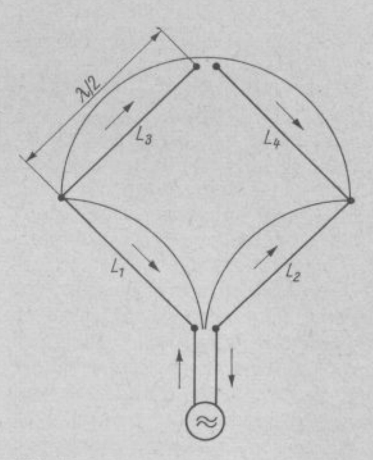


Bild 13.16. Die Stromverteilung eines Bisquare

beim »Faulen Heinrich« 2 Stützpunkte erforderlich sind.

Das Aufbauschema des Bisquare zeigt Bild 13.17. Die Abmessungen für Resonanz im 10-m-Band sind dort eingetragen. Das Bisquare wird hauptsächlich im 10-m-Betrieb verwendet, da man in diesem Fall mit einer freien Mastlänge von 10 m auskommt. Der Strahlerfußpunkt befindet sich dann noch mehr als $\lambda/4$ vom Erdboden entfernt und entspricht damit der Forderung: Abstand vom Erdboden $\geq \lambda/4$.

Der Widerstand im Speisepunkt liegt hoch (Spannungsbauch). Deshalb wird das Bisquare im allgemeinen über eine abgestimmte Speiseleitung erregt. Dann kann es gleichzeitig noch mit der halben Frequenz

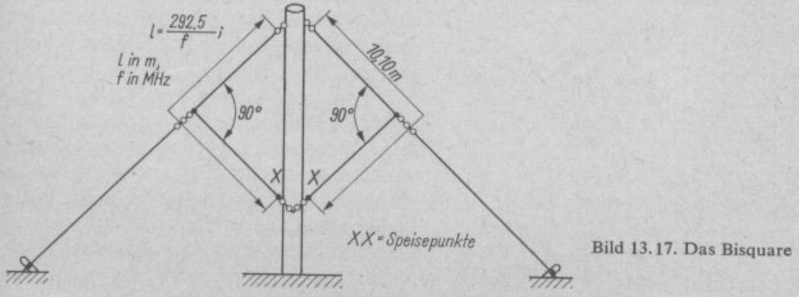


Bild 13.17. Das Bisquare

als vertikal polarisierter Halbwellenstrahler betrieben werden.

Die bisher besprochenen Drahtrichtstrahler waren bidirektional, d.h. nach 2 Seiten wirksam. Konzentriert man die Hauptstrahlung in *eine* Richtung, indem die Rückwärtsstrahlung größtenteils in die Vorwärtsrichtung reflektiert wird, kann in der Vorwärtsrichtung durch Addition der Strahlungsanteile ein größerer Antennengewinn erzielt werden. Strahler, die nur nach einer Seite maximal strahlen, nennt man unidirektional (nach *einer* Richtung wirksam). Das bestehende Restverhältnis zwischen Vorwärtsstrahlung und noch vorhandener Rückwärtsstrahlung nennt man *Vorwärts/Rückwärts-Verhältnis* oder kürzer ausgedrückt *Rückdämpfung*.

Es werden *gespeiste* Reflektoren und *ungespeiste* Reflektoren unterschieden. Letztere nennt man *parasitäre* Reflektoren; sie wurden durch die Japaner *H. Yagi* und *S. Uda* bekannt. Beide arbeiteten erstmalig mit Reflektoren und Direktoren, die lediglich durch Strahlungskopplung wirksam sind.

Das beschriebene bidirektionale Bisquare kann durch ein Parasitärelement nach Bild 13.18. zu einem unidirektionalen Doppel-Bisquare erweitert werden. Das gespeiste Element wird über eine abgestimmte Zweidrahtleitung erregt; das parasitäre Element hat einen Abstand von $\leqq 0{,}4\lambda$ (unkritisch) und läßt sich durch Umschaltung wahlweise als Direktor oder als Reflektor betreiben.

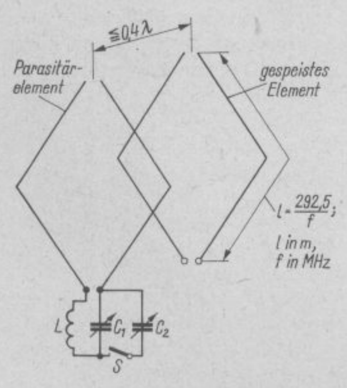


Bild 13.18. Das Doppel-Bisquare

Die Abstimmung des Parasitärelementes für Reflektorwirkung oder Direktorwirkung erfolgt durch einen an seinem Fußpunkt angebrachten LC-Kreis. Die richtigen Werte für L, C_1 und C_2 muß man durch Versuch ermitteln. Zweckmäßig ist es, die Seitenlängen des Parasitärelementes gegenüber denen des gespeisten Elementes etwas zu verkürzen, damit auch noch auf Direktorwirkung abgestimmt werden kann.

Abstimmvorgang

Schalter S öffnen, mit C_1 das Parasitärelement so abstimmen, daß Direktorwirkung eintritt, d.h., die maximale Abstrahlung erfolgt vom gespeisten Element aus in Richtung des parasitären Elementes; sodann S schließen und mit C_2 auf beste Reflektorwirkung abstimmen, ohne C_1 wieder zu verändern. Man dreht damit die Richtung der Hauptstrahlung um 180° in der Horizontalebene. Die gefundenen Kondensatoreinstellungen werden dann nicht mehr verändert. Im Betrieb erfolgt die Umschaltung der Richtcharakteristik lediglich durch Öffnen (Direktorwirkung) oder Schließen (Reflektorwirkung) des Schalters S. Dieser kann auch über ein Relais fernbedient werden.

Durch das Parasitärelement läßt sich ein Gewinnzuwachs von etwa 3 dB erreichen. Dieser Zuwachs tritt auch auf, wenn man die Antenne mit der halben Frequenz erregt und als Halbwellenvertikalstrahler betreibt. Das Parasitärelement hat dann noch einen Abstand von knapp $0{,}2\lambda$, wodurch ebenfalls Reflektor- bzw. Direktorwirkung gegeben ist.

Der findige Funkamateur wird den vorhandenen Bisquare-Mast noch für andere Antennenformen zusätzlich zu nutzen wissen. Es wäre z.B. möglich, rechtwinklig zum vorhandenen Bisquare ein zweites gleichartiges System am selben Mast aufzubauen, wodurch dann auch die Richtungen erreicht werden, die in den Nullstellen des

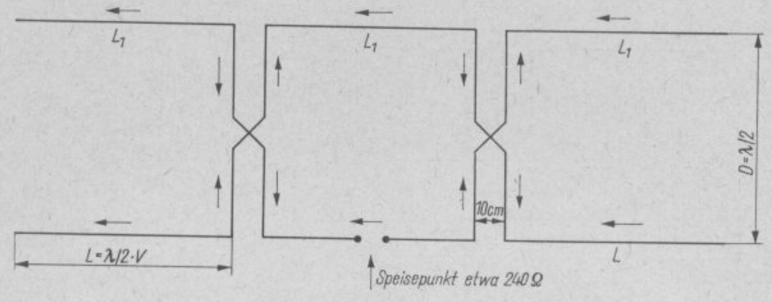


Bild 13.19. Der Six-Shooter

ersten Bisquare liegen. Gleichzeitig ist dadurch der Mast nach 4 Richtungen abgespannt. Auch für eine *T2FD*-Antenne (s. Abschn. 12.2.), für einen geeigneten Kurzdipol für 80/40 m nach Bild 10.27. oder für eine Drahtpyramide für 40 m nach Bild 10.30. wäre noch Platz vorhanden. Schließlich könnte die Mastspitze noch durch einen Vertikalstab oder eine 2-m-Richtantenne »gekrönt« werden.

13.4.3.3. *Der Six-Shooter*

Eine weitere Variante des »Faulen Heinrich« ist ein bidirektionaler Breitseitenstrahler, bei dem je 3 kollineare Dipole mit einer Dipolspalte kombiniert werden, so daß sich insgesamt 6 gespeiste Halbwellenelemente ergeben. Die Vorliebe der Amateure für treffende Kurzbezeichnungen hat dieser Antenne den Namen *Six-Shooter* (Sechsschüssiger) gegeben. Es handelt sich praktisch um einen »Faulen Heinrich«, der durch 2 Elemente erweitert wurde. Bei gleichem vertikalen Öffnungswinkel (*H*-Ebene) werden die horizontalen Richtkeulen schmaler, und der Antennengewinn steigt auf etwa 7 dB.

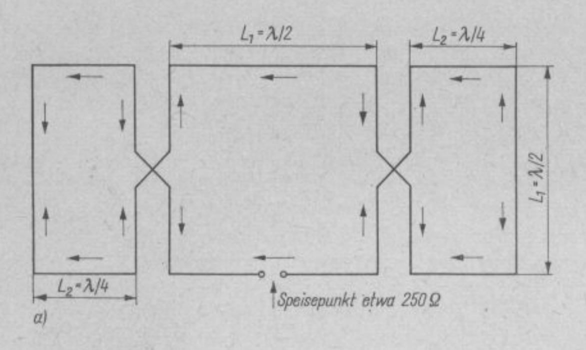
Bild 13.19. zeigt diesen Richtstrahler. Die untere Dipolebene sollte frei und mindestens $\lambda/2$ über der Erdoberfläche hängen. Die praktischen Abmessungen für den Six-Shooter und die folgenden *Sterba*-Antennen können aus Tabelle 13.3. ersehen werden.

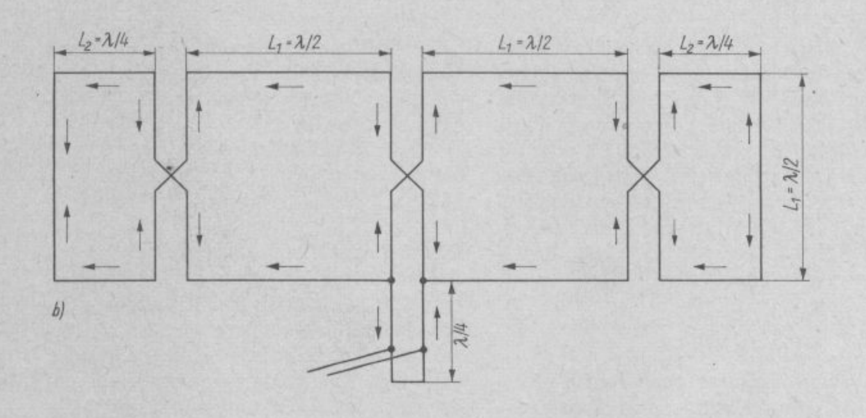
Der Fußpunktwiderstand der Antenne beträgt etwa 240 Ω, man kann sie deshalb mit einer beliebig langen UKW-Bandleitung direkt speisen.

13.4.3.4. *Sterba-Antennen*

Ebenfalls zur Gruppe der bidirektionalen Breitseitenstrahler gehört die *Sterba*-Antenne. Es ist ebenfalls eine Erweiterung des »Faulen Heinrich«. Amateure haben diesen Strahler bisher nur selten verwendet, denn sein Raumbedarf ist sehr groß, und der horizontale Öffnungswinkel wird bei größeren Systemen extrem schmal. Dagegen hat die *Sterba* im kommerziellen Sektor der Antennentechnik für Sonderanwendungen einige Bedeutung. Von den Speisepunkten aus betrachtet, besteht sie aus einer nicht unterbrochenen Drahtschleife. Dadurch hat man z. B. die Möglichkeit, eine vereiste Antenne einfach durch einen starken Strom abzutauen.

Bild 13.20.a zeigt das Schema einer einfachen *Sterba*-Antenne, die mit 4 Elementen einem »Faulen Heinrich« entspricht. Die beiden Viertelwellenstücke an den waagrechten Antennenenden werden dabei als je 1 Halbwellendipol betrachtet. Der Gewinn einer solchen einfachen *Sterba*-Antenne entspricht dem eines »Faulen Heinrich«. Eine Bauform mit 6 Elementen zeigt Bild 13.20.c. Sie entspricht in ihren Eigenschaften weitgehend dem Six-Shooter; man





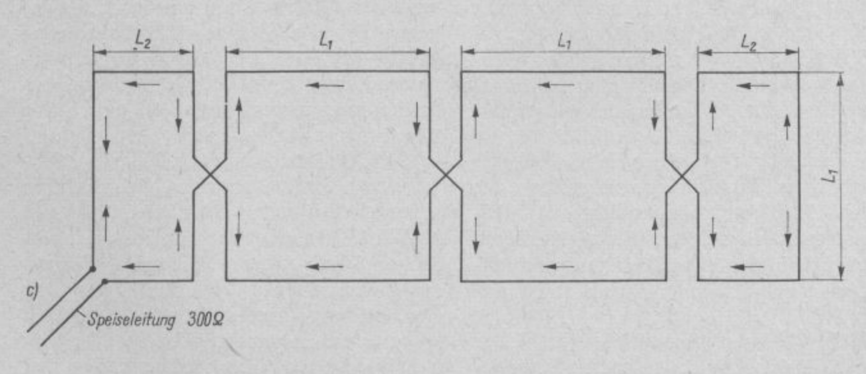


Bild 13.20. *Sterba*-Antennen; a – einfache Form, 4 Elemente, b – erweiterte Form, 6 Elemente; zentral gespeist, c – 6 Elemente, endgespeist

stellt sie aber diesem gegenüber mit einem etwas höheren Gewinn (8dB) heraus.

Man kann *Sterba*-Antennen durch gleichartiges Aneinanderreihen von Halbwellenelementen mit den dazugehörigen Phasenleitungen beliebig erweitern.

Die einfache Form nach Bild 13.20.a wird im Strombauch gespeist, der Fußpunktwiderstand liegt um 250 Ω. Deshalb läßt sie sich über beliebig lange UKW-Bandleitungen erregen. Bei der erweiterten Form nach Bild 13.20.b liegt der Speisepunkt in einem Spannungsbauch und ist deshalb hochohmig. Es empfiehlt sich eine abgestimmte Speiseleitung oder besser – wie eingezeichnet – eine geschlossene Viertelwellenleitung, über die dann jede beliebige unabgestimmte Speiseleitung angepaßt werden kann. Noch einfacher ist es allerdings, diese Antenne in einem Strombauch zu speisen, wie in Bild 13.20.c als Endspeisung dargestellt; es ergibt sich dann ein Speisepunktwiderstand von rund 300 Ω.

Die praktischen Abmessungen für *Sterba*-Antennen sind aus Tabelle 13.3. zu entnehmen.

Antennen mit flächenhafter Anordnung von Elementen in der Form einer Dipolwand, wie sie auch die in Abschnitt 13.4.3. beschriebenen Antennen darstellen, werden in der angelsächsischen und der deutschsprachigen Literatur oft auch als *Curtain*-Antennen bezeichnet (engl.: Curtain = Vorhang oder Gardine). Der Ausdruck Curtain bezieht sich auf die äußere Erscheinungsform des Antennensystems und ist dem deutschen Begriff Dipolwand gleichzusetzen.

Tabelle 13.3. Bemessungsunterlagen für Sterba-Antennen und Six-Shooter

Betriebsfrequenz in MHz	Länge L_1 in m	Länge L_2 in m
7,0	21,34	10,67
7,05	21,16	10,58
14,0	10,67	5,33
14,2	10,54	5,27
21,0	7,09	3,55
21,2	7,02	3,51
28,0	5,36	2,68
29,0	5,18	2,59

14. Längsstrahlende Dipolanordnungen

Parallele Dipole, die mit unterschiedlicher Phasenlage erregt werden, strahlen bevorzugt in Richtung der größten Längsausdehnung der Antenne; man bezeichnet sie deshalb mit dem Sammelbegriff *Längsstrahler*. Gewinn und Richtwirkung der Längsstrahler werden vom gegenseitigen Abstand der parallelen Elemente und deren relativer Phasenlage bestimmt. Die bekannteste Form eines Längsstrahlers ist die *Yagi*-Antenne. Bild 14.1. zeigt ein einfaches Längsstrahlersystem. Die beiden Dipole A und B sind im Abstand von $\lambda/2$ parallel zueinander angeordnet und über eine Halbwellenzweidrahtleitung miteinander verbunden. Die eingezeichneten Stromrichtungspfeile lassen erkennen, daß Dipol A gegenüber Dipol B um 180° phasenverschoben erregt wird. Man kann sich die Wirkungsweise dieser Anordnung so vorstellen, daß Dipol A die Strahlung von Dipol B reflektiert und umgekehrt. In Abhängigkeit vom Abstand S und der Phasenlage addiert bzw. subtrahiert sich die Strahlung vektoriell. Daraus resultiert eine verstärkte bidirektionale Strahlung, die – wie eingezeichnet – längs der Antennenstruktur in der gleichen Richtung verläuft wie die verbindende Zweidrahtleitung.

Der Antennengewinn – bezogen auf einen

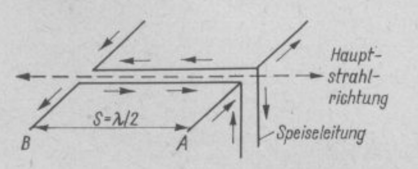


Bild 14.1. Erregung und Stromverlauf eines Längsstrahlers

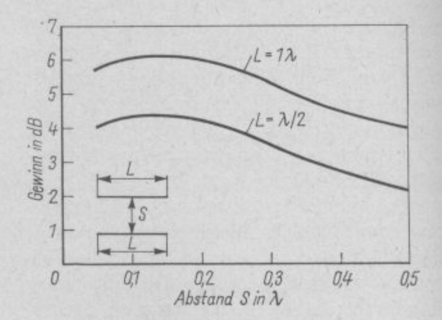


Bild 14.2. Der Gewinn von 2 parallelen Dipolen ($^1/_2\lambda$ oder 1λ lang), 180° phasenverschoben erregt, in Abhängigkeit vom Abstand S (*W8JK*-Antennen)

einfachen Halbwellendipol –, der als Folge der gerichteten Strahlung auftritt, kann aus Bild 14.2. ersehen werden. Dabei wird vorausgesetzt, daß die beiden Dipole um 180° phasenverschoben erregt sind. Der theoretische Maximalgewinn von 4,3 dB ergibt sich, wenn 2 Halbwellendipole einander im Abstand von $0{,}15\lambda$ parallelliegen. Werden im System Ganzwellendipole verwendet, so steigt der theoretische Maximalgewinn bei gleichem Abstand um 1,8 dB auf insgesamt 6,1 dB.

Bei der Betrachtung des Strahlungswiderstandes, der im Strombauch eines Dipols gemessen wird, fällt in Bild 14.3. auf, daß beim gleichen System der Strahlungswiderstand mit 12 bzw. 20 Ω sehr niedrig ist, wenn maximaler Gewinn auftritt. Das bedeutet große Ströme und Spannungen auf dem Antennenleiter und damit erhöhte I^2R-Verluste. Deshalb läßt sich der theoretische Antennengewinn nicht erreichen;

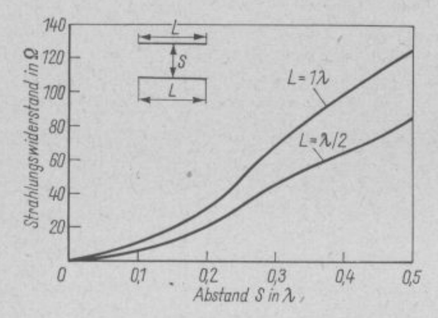


Bild 14.3. Der Strahlungswiderstand im Strombauch eines Dipols ($^1/_2\lambda$ oder 1λ lang) bei Systemen aus 2 parallelen Dipolen, 180° phasenverschoben erregt, in Abhängigkeit vom Abstand S (*W8JK*-Antennen)

der praktische Gewinn liegt meist um knapp 1 dB niedriger.

Längsstrahler werden in vielfältigen Varianten konstruiert, die sich hauptsächlich durch die Art der Erregung der in ihnen enthaltenen Elemente unterscheiden.

14.1. *W8JK*-Richtantennen

Eine bekannte längsstrahlende Richtantenne ist der von *J.D. Kraus* entwickelte *W8JK-Beam*. Bild 14.4. zeigt seine äußere Erscheinungsform in horizontaler (Bild 14.4.a) und vertikaler (Bild 14.4.b) Polarisation. Die Hauptstrahlrichtungen dieses bidirektionalen Systems sind durch Richtungspfeile gekennzeichnet.

Die *W8JK*-Antennen können in verschiedenen Größen und mit unterschiedlicher Speisung ausgeführt werden. Dabei beträgt der Abstand A immer $\lambda/8$ bis $\lambda/4$ und die Phasenverschiebung 180°.

Die kleinstmögliche *W8JK*-Antenne enthält 2 parallele Halbwellendipole (Bild 14.5.a), bei der nächstfolgenden Größe sind die Halbwellendipole durch Ganzwellendipole ersetzt (Bild 14.5.b), man bezeichnet sie als *W8JK* mit 2 Sektionen. Ausführungen mit 3, 4 oder mehr Sektionen lassen sich ermöglichen, werden aber nur sehr selten verwendet (Bild 14.5.c und d).

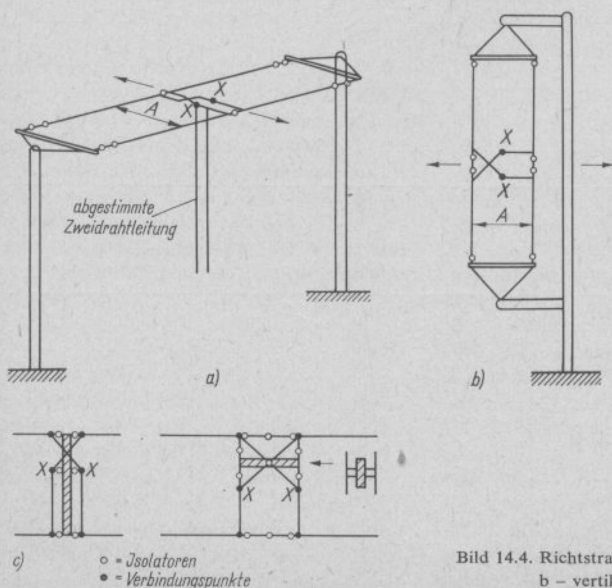


Bild 14.4. Richtstrahler nach *W8JK;* a – horizontal, b – vertikal, c – Konstruktionsvorschläge für gekreuzte Verbindungsleitungen

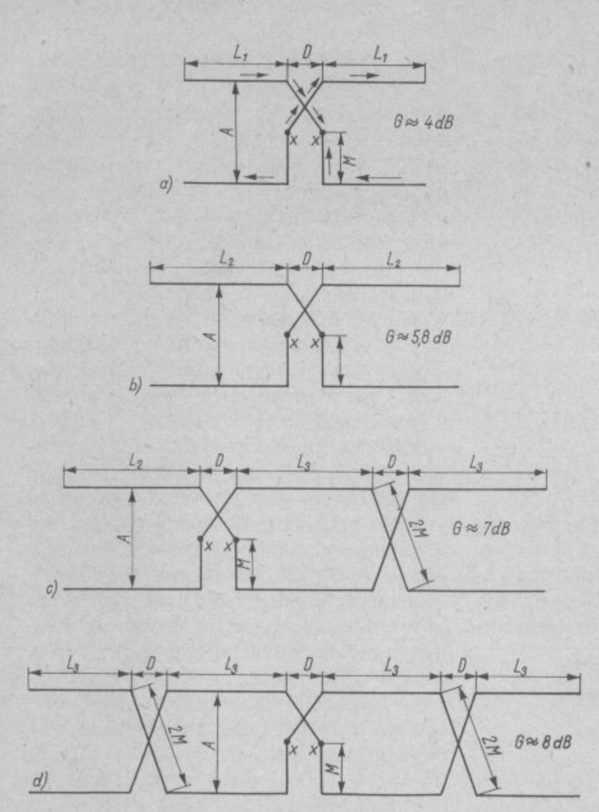


Bild 14.5
Schemas von *W8JK*-Antennen;
a – 1 Sektion = 2 Elemente,
b – 2 Sektionen = 4 Elemente,
c – 3 Sektionen = 6 Elemente,
d – 4 Sektionen = 8 Elemente
(praktische Bemessungsangaben s. Tabelle 14.1.)

Tabelle 14.1. Bemessungsunterlagen für W 8 JK-Antennen nach Bild 14.5.

Frequenz-band	Abstand A		Längen L_1	L_2	L_3	M	D	Stichleitung S	B
in kHz	in λ	in m	in m	in m	in m	in m	in m	in m	in m
7000 bis									
7150	0,125	5,28	10,36	18,29	16,05	2,69	1,22	7,93	1,22
14000 bis	0,125	2,64	5,18	9,14	8,03	1,35	0,61	3,96	0,61
14350	0,15	3,18	5,18	9,14	7,70	1,63	0,61	3,66	0,61
	0,20	4,24	5,18	9,14	6,96	2,18	0,61	3,05	0,91
	0,25	5,29	5,18	9,14	6,30	2,69	0,61	2,44	1,22
21000 bis	0,15	2,13	3,50	6,17	5,20	1,09	0,51	2,88	0,40
21450	0,25	3,55	3,50	6,17	4,26	1,82	0,51	2,06	0,80
28000 bis	0,15	1,58	2,59	4,57	3,84	0,81	0,46	2,13	0,30
29000	0,25	2,64	2,59	4,57	3,15	1,35	0,46	1,52	0,60
29000 bis	0,15	1,53	2,51	4,42	3,71	0,79	0,46	2,13	0,30
30000	0,25	2,54	2,51	4,42	3,05	1,32	0,46	1,52	0,60

Aus Tabelle 14.1. kann man in Verbindung mit Bild 14.5. alle praktischen Abmessungen für *W8JK*-Richtstrahler verschiedener Größen ersehen. Der theoretische Antennengewinn dieser Anordnungen ist in Bild 14.5. angegeben.

Eine *W8JK* mit einer Sektion (Abstand A $^1/_8\lambda$) kann gleichzeitig für das harmonisch liegende frequenzhöhere Band als 2-Sektionenantenne mit einem Abstand A von $\lambda/4$ verwendet werden. Speist man über eine abgestimmte Speiseleitung, ist auch noch eine Erregung mit der 4. Harmonischen möglich. Allerdings sind dann die kollinearen Dipole in sich nicht mehr gleichphasig erregt, und das *E*-Diagramm bekommt deshalb die Form eines vierblätterigen Kleeblattes nach Bild 11.1.a. Die zentralgespei-, sten *W8JK*-Typen werden bei XX in einem Spannungsbauch erregt. Will man eine angepaßte Speiseleitung verwenden, z.B. eine beliebig lange 600-Ω-Zweidrahtleitung, die besonders verlustarm ist, so lassen sie sich am günstigsten über eine Viertelwellenstichleitung nach Abschnitt 6.6. anpassen. Die geschlossene Stichleitung nach Bild 14.6. wird an den Speisepunkt XX angeschlossen. Richtwerte für die Abmessungen der Antennen und die ungefähre Lage der Anschlußpunkte ZZ für eine angepaßte 600-Ω-Leitung sind in Tabelle 14.1. enthalten (Abmessungen S und B nach Bild 14.6.).

Um die Einstellung zu erleichtern, soll der Kurzschluß am Ende der Stichleitung in seiner Lage veränderbar sein. Es ist deshalb auch zweckmäßig, die Stichleitung etwas länger als in Tabelle 14.1. angegeben zu bemessen.

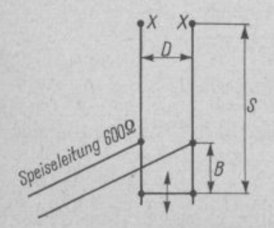


Bild 14.6. Die Stichleitung für eine *W8JK*-Antenne (Bemessungsangaben s. Tabelle 14.1.)

Wird die Speisung über ein beliebig langes Koaxialkabel vorgezogen, dann muß man die Stichleitung so ausführen, daß bei ZZ eine Impedanz von 240 bis 300 Ω vorhanden ist. Über eine Halbwellenumwegleitung nach Abschnitt 7.5. kann dann ein beliebig langes Koaxialkabel symmetrie- und impedanzrichtig angeschlossen werden.

14.1.1. *W8JK*-Antennen mit schleifenförmigen Elementen

Wenn die Dipole einer einfachen *W8JK*-Antenne (eine Sektion) als Schleifendipole ausgeführt werden, ist der Strahlungswiderstand höher, und die Bandbreite wird größer. Da kleinere Ströme fließen, sind auch die Leitungsverluste geringer, und damit steigt der Antennenwirkungsgrad, bezogen auf eine *W8JK* mit gestreckten Dipolen. Mit dieser schleifenförmigen Bauform kann der theoretische Antennengewinn nahezu erreicht werden. Harmonischenresonanz ist bei Schleifendipolen nicht vorhanden, deshalb lassen sich diese Antennen nur für das Band verwenden, für das sie bemessen sind.

Bild 14.7. zeigt Ausführungen mit einfachen Schleifendipolen und Doppelschleifendipolen (Bild 14.7.b). Die dazugehörigen praktischen Bemessungsangaben sind aus Tabelle 14.2. zu ersehen. Bei der Bauform mit einfachen Schleifendipolen nach Bild 14.7.a ist zu beachten, daß die zentralen Viertelwellenverbindungsleitungen D aus 240-Ω-Bandleitung bestehen. Die Längenangaben der Tabelle 14.2. berücksichtigen den Verkürzungsfaktor *V* dieser Leitungen mit 0,82. Eine der beiden Leitungen D ist überkreuzt, was durch einfaches Verdrehen der Leitung um 180° erreicht wird. Jede der beiden Leitungen D wirkt als Viertelwellentransformator (s. Abschn. 6.5.), so daß am Speisepunkt XX eine Impedanz von rund 500 Ω vorhanden ist. Die Antenne kann dort mit einer beliebig langen 500-Ω-Leitung gespeist werden. Stellt man die Leitungen D aus 300-Ω-Bandkabel her, wird nach XX eine Impedanz von rund 750 Ω

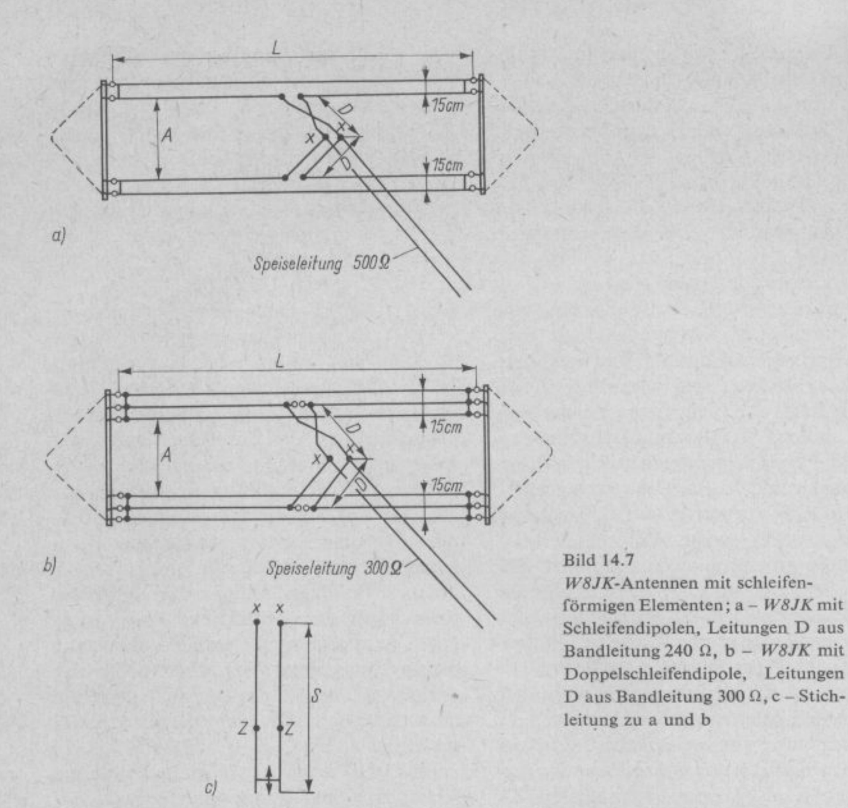


Bild 14.7
W8JK-Antennen mit schleifenförmigen Elementen; a – *W8JK* mit Schleifendipolen, Leitungen D aus Bandleitung 240 Ω, b – *W8JK* mit Doppelschleifendipole, Leitungen D aus Bandleitung 300 Ω, c – Stichleitung zu a und b

transformiert. Speisung über ein beliebig langes Koaxialkabel ist möglich, wenn bei XX eine Viertelwellenstichleitung nach Bild 14.7.c angeschlossen wird, deren Länge *S* aus Tabelle 14.2. zu ersehen ist. Auf der Stichleitung werden die Speisepunkte ZZ gesucht, deren Scheinwiderstand 240 Ω beträgt. Dort wird eine Halbwellenumwegleitung angefügt und an diese das koaxiale Speisekabel angeschlossen. Bei Ausführungen mit Doppelschleifendipolen nach Bild 14.7.b liegen die Impedanzverhältnisse etwas anders. Die beiden Verbindungsleitungen D – von denen ebenfalls eine überkreuzt ist – bestehen aus 300-Ω-Bandleitung. Deren Verkürzungsfaktor wurde in Tabelle 14.2. mit 0,82 berücksichtigt. Bei XX ist dann ein Scheinwiderstand von rund 300 Ω vorhanden, und das System kann dort über eine 300-Ω-Bandleitung beliebiger Länge direkt gespeist werden. Sind die Leitungen D aus 240-Ω-Leitung hergestellt, läßt sich der Strahler bei XX direkt über eine angepaßte 240-Ω-Leitung erregen. In beiden Fällen ergibt sich außerdem die Möglichkeit, bei XX eine Halbwellenumwegleitung anzuschließen, und man kann dann die Antenne über ein beliebig langes Koaxialkabel speisen.

14.2. Längsstrahler mit einseitiger Richtcharakteristik

Werden 2 parallele Dipole mit gleichen Strömen, jedoch phasenverschoben erregt, so wird deren Richtcharakteristik bei be-

Tabelle 14.2. Bemessungsunterlagen für W8JK-Strahler mit schleifenförmigen Elementen nach Bild 14.7.

Amateurband	Abstand	Längen		Stichleitung
	A	L	D	S
in MHz	in m	in m	in m	in m
7	6,61	19,61	8,74	10,50
14	3,53	9,80	4,37	5,25
21	2,30	6,56	2,90	3,53
28	1,55	4,73	2,17	2,55

stimmten Abständen und Phasenwinkeln unidirektional. Das Richtdiagramm bekommt z. B. ungefähr die Form einer herzförmigen Kurve (Kardioide), wenn der Abstand der parallelen Dipole $^1/_4\lambda$ beträgt und diese gleichzeitig mit 90° Phasenverschiebung erregt werden. Der gleiche Richteffekt tritt auch bei einem Abstand von $^3/_8\lambda$ und 45° Phasenverschiebung sowie bei $^1/_8\lambda$ Abstand und 135° Phasenwinkel auf.

Die gewünschte Phasenverschiebung erreicht man bei gespeisten Elementen, indem der 2. Dipol über eine Umwegleitung erregt wird, deren elektrische Länge dem geforderten Phasenwinkel entspricht (s. Bild 1.1.). Ist z. B. eine Leitung elektrisch $^1/_4\lambda$ lang, so verursacht sie eine Phasenverschiebung von 90° ($^1/_4\lambda = {}^1/_4$ der vollen Periode von 360° = 90°).

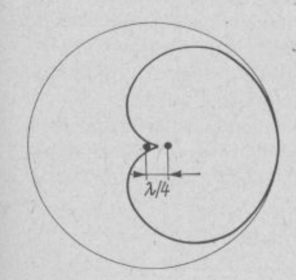


Bild 14.8. Herzförmige Richtcharakteristik (Kardioide) eines Längsstrahlers mit 2 parallelen Dipolen in $^1/_4\lambda$-Abstand, mit 90° Phasenverschiebung erregt (gilt auch für $^3/_8\lambda$-Abstand und 45° Phasenunterschied sowie für $^1/_8\lambda$-Abstand und 135° Phasenverschiebung)

Die Felder der beiden parallelen Dipole, die mit 90° Phasenunterschied erregt werden, summieren sich in bestimmten Richtungen, d. h. an den Stellen im Raum, an denen der Phasenunterschied der Felder 360° beträgt (Gleichphasigkeit). Sie löschen sich dort aus, wo eine Phasenverschiebung von 180° vorhanden ist (Gegenphasigkeit). Die Verteilung der Strahlungsmaxima, der Strahlungsauslöschung und der Zwischenwerte beider Extremfälle ergibt die Strahlungscharakteristik. Sie hat – wie erwähnt – bei $\lambda/4$ Abstand und 90° Phasenverschiebung die Form einer Kardioide nach Bild 14.8. Man erkennt daraus, daß der Öffnungswinkel in der Strahlrichtung groß und die Rückwärtsstrahlung extrem gering ist.

Typische Vertreter der unidirektionalen Längsstrahler mit gespeistem Reflektor werden nachstehend beschrieben.

14.2.1. **Der ZL-Spezial-Beam**

Dieses Antennensystem Bild 14.9. gleicht äußerlich einer aus Schleifendipolen aufgebauten *W8JK*-Antenne (s. Bild 14.7.a), unterscheidet sich jedoch in seiner Wirkungsweise von dieser. Der als Reflektor dienende Schleifendipol R ist etwa 5% länger als der Strahler S. Der Abstand Strahler–Reflektor beträgt $\lambda/8$. Die gekreuzte $\lambda/8$-Verbindungsleitung bewirkt eine Erregung des Reflektors mit einer Phasenverschiebung von 135°. Dabei bewirkt die Leitungslänge von elektrisch $\lambda/8$ den Phasenwinkel 45°; da die Leitung überkreuzt wird, beträgt der

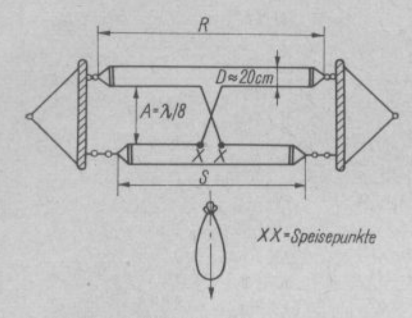


Bild 14.9. Die ZL-Spezial-Antenne

Phasensprung weitere 180°. Daraus resultiert eine Phasenverschiebung von 180° – 45 = 135°.

Die Hauptstrahlung erfolgt, wie in Bild 14.9. eingezeichnet, senkrecht zur Strahlerebene und einseitig in Richtung vom Reflektor zum Strahler. Der Antennengewinn in der Hauptstrahlrichtung beträgt etwa 5 dB bei einer Rückdämpfung von ungefähr 20 dB.

Die Impedanz am Speisepunkt XX liegt bei 90 Ω. Eine direkte Speisung mit 70-Ω-Koaxialkabel (z.B. Typ *70-10-1*) wäre bei noch tragbarem Stehwellenverhältnis möglich, wobei eine Symmetrierung des Kabels zu empfehlen ist. Auch eine abgeschirmte 120-Ω-Leitung (z.B. Typ *120 D 10-1*) könnte bei geringer Welligkeit noch eingesetzt werden. Die elektrisch günstigste Lösung besteht aber darin, daß am Speisepunkt XX ein Viertelwellentransformator (siehe Abschnitt 6.5.) aus 240-Ω-Bandleitung angeschaltet wird. An seinem Fußpunkt ist dann eine Impedanz von reichlich 600 Ω vorhanden, und es kann deshalb mit einer beliebig langen 600-Ω-»Hühnerleiter« verlustarm gespeist werden.

Aus Schleifendipolen aufgebaute Antennen lassen sich nur im Einbandbetrieb verwenden. Durch axiales »Umkippen« des horizontal aufgehängten Antennensystems kann die Hauptstrahlrichtung um 180° geschwenkt werden. Dieser Maßnahme stehen jedoch meistens mechanische Schwierigkeiten im Wege. Die Antenne kann bei gleicher Wirksamkeit auch senkrecht aufgehängt werden. Durch entsprechendes Drehen in der Vertikalachse sind alle Richtungen der Windrose mit maximaler Verstärkung erreichbar.

Die beiden Schleifen stellt man aus üblicher Antennenlitze her; der Abstand D kann für die Kurzwellenamateurbänder etwa 20 cm betragen. Eine Anfertigung der gesamten Antenne aus handelsüblicher UKW-Flachbandleitung ist möglich, es muß dann allerdings eine verringerte Leistung in Kauf genommen werden. Es sind alle Längenabmessungen mit dem Verkürzungsfaktor der Bandleitung zu multiplizieren, dabei sollte man ebenfalls die Ausführungen in Abschnitt 10.1.4. beachten. Da auch die Verbindungsleitung zum Reflektor um etwa 20% kürzer wird, beträgt der Abstand A zwangsläufig nur noch $^1/_{10}\lambda$. Das bedingt eine Verformung der Richtcharakteristik und ein Absinken des Fußpunktwiderstandes auf rund 60 Ω. Demnach kann mit einer solchen Kompromißlösung das System über ein 60-Ω-Koaxialkabel direkt gespeist werden.

In Tabelle 14.3. sind die erforderlichen Abmessungen für den Bau der ZL-Spezial-Antenne nach Bild 14.9. enthalten. Die in

Tabelle 14.3. Bemessungsunterlagen für ZL-Spezial-Antennen nach Bild 14.9.

Amateurband in MHz	Abstand in m	Längen in m	*R*
7	5,16 (4,23)	20,57 (16,87)	21,70 (17,80)
14	2,58 (2,12)	10,30 (8,45)	10,85 (8,90)
21	1,72 (1,41)	6,85 (5,62)	7,24 (5,94)
28	1,29 (1,06)	5,09 (4,17)	5,39 (4,42)

Klammern gesetzten Werte gelten für Antennen, die aus UKW-Bandleitung mit einem Verkürzungsfaktor von 0,82 hergestellt werden, und bezeichnen beim Strahler und beim Reflektor die Stellen, an denen Kurzschlußbrücken nach Bild 10.5. einzufügen sind.

14.2.2. Die *HB9CV*-Antenne

Ein Verwandter der ZL-Antenne ist der *HB9CV*-Beam. Da es sich um eine Entwicklung des schweizer Funkamateurs *R. Baumgartner* handelt, wurde diese Antenne im UKW-Bereich auch unter dem Namen *Schweizer Antenne* bekannt. Der *HB9CV*-Beam stellt eine vollgespeiste Antenne mit 2 Elementen dar, die – verglichen mit dem ZL-Beam – einen erheblich geringeren Materialaufwand und weniger Platz beansprucht. Allerdings sollte diese Antenne in starrer Form aus Leichtmetallrohren aufgebaut werden. Es sind aber auch Drahtkonstruktionen in der Bauart einer *W8JK*-Antenne möglich.

Das elektrische Schema des *HB9CV*-Richtstrahlers vermittelt Bild 14.10. Es handelt sich um 2 ungleich lange Dipole, die im Abstand von $\lambda/8$ parallel zueinander angeordnet sind. Beide Dipole werden gespeist, sie sind außerdem durch Strahlung miteinander gekoppelt. Bei dem gewählten Abstand von $\lambda/8$ kommt die beste einseitige Richtwirkung zustande, wenn die Elemente so erregt werden, daß die Phasenverschiebung zwischen den Elementen 225° beträgt. Beim *HB9CV*-Beam stellt man durch Überkreuzen der Phasenleitung eine Phasenverschiebung von 180° her. Die Laufzeit vom Speisepunkt über die $\lambda/8$ lange Verbindungsleitung ergibt eine zusätzliche Phasenverschiebung von 45°, so daß die geforderte Phasendifferenz der Erregung erreicht wird. Gleichzeitig muß aber auch die Strahlungskopplung zwischen beiden Elementen den gleichen Phasenunterschied ergeben, da andernfalls die Strahlungskopplung der direkten Speisung entgegenwirkt. Das geschieht – wie auch bei *Yagi*-Antennen üblich –, indem man das vordere Element verkürzt (Direktorwirkung) und das hintere Element verlängert (Reflektorwirkung). Die Elementlängen sind außerdem so bemessen, daß sich die induktive Blindkomponente des Reflektors und die kapazitive des Direktors, einschließlich der durch die T-Anpassungen eingebrachten Blindanteile, im Speisepunkt gerade kompensieren. Damit ist am Speisepunkt ein reiner Wirkwiderstand vorhanden, und die Antenne läßt sich reflexionsfrei speisen.

Beide Elemente werden durch T-Anpassungen (bzw. Gamma-Anpassungen) erregt, die über die Phasenleitung miteinander verbunden sind. Die T-Glieder greifen auf den Elementen eine der Speiseleitung entsprechende Impedanz ab. Somit befinden sich auf dem gesamten Speisesystem fortschreitende Wellen. Es wäre deshalb ein Luxus, wollte man die T-Glieder und die Phasenleitung aus kostspieligen Rohren herstellen. Einfache PVC-isolierte Leitungen, wie sie für elektrische Hausinstallationen verwen-

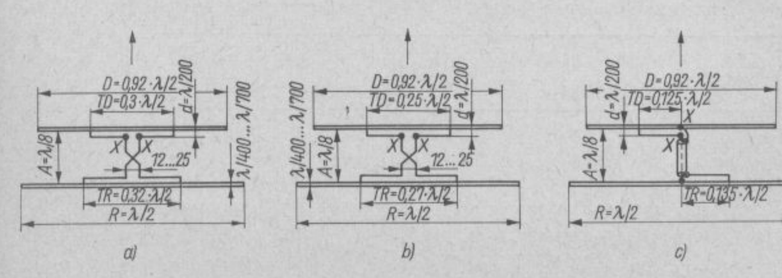


Bild 14.10. Der *HB9CV*-Beam

det werden, sind völlig ausreichend (Volldrähte mit PVC-Mantel, Leiterdurchmesser möglichst > 2 mm). Für die Konstruktion der Phasenleitung stellt *HB9CV* folgende Bedingungen auf:

a – Damit die Phasenleitung nicht strahlt, soll der Leiterabstand zwischen 12 mm und maximal 25 mm liegen. Er ist innerhalb dieser Grenzen unkritisch. Der Wellenwiderstand der Phasenleitung spielt bei der geringen Länge von $\lambda/8$ keine große Rolle.

b – Die Phasenleitung soll isoliert sein, damit die beiden Leiter keinen gegenseitigen Kurzschluß hervorrufen oder andere Metallteile galvanisch berühren können. Die PVC-isolierten Phasenleitungen werden vom Querträger etwas entfernt montiert, aber auch wenn sie am Querträger anliegen, wird in der Praxis die Funktion der Antenne nicht merkbar beeinträchtigt, zumal durch die Kunststoffumhüllung der Leitungen immer ein bestimmter Mindestabstand gewährleistet ist.

c – Die elektrische Länge der Phasenleitung soll $\lambda/8$ betragen. Bekanntlich ist die Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Wellen auf isolierten Leitern geringer als die Lichtgeschwindigkeit. Bei PVC-isolierten Leitern beträgt der Verkürzungsfaktor etwa 0,9. Für die elektrische Länge von $\lambda/8$ ist deshalb ihre mechanische Länge ungefähr 10% kürzer. Die Anordnung der T- oder Gamma-Glieder in der Ebene der Elemente bewirkt, daß auch der geometrische Abstand A der beiden Elemente mit $\lambda/8$ eingehalten wird. Praktische Versuche haben ergeben, daß Längenabweichungen der Phasenleitungen ohne merkliche Nachteile bis $\pm 10\%$ betragen dürfen.

Bis zu Leistungen von 200 W kann der *HB9CV*-Beam über übliche UKW-Bandleitungen mit 240 oder 300 Ω Wellenwiderstand gespeist werden, sofern ihre Länge nicht mehr als 12 m beträgt. Häufig wird eine Speisung mit Koaxialkabel bevorzugt. In solchen Fällen verwendet man an Stelle der T-Glied-Anpassung die Gamma-Speisung nach Bild 14.10.c. Alle in Bild 14.10. genannten Werte sind auf die Wellenlänge bezogen; es können damit *HB9CV*-Antennen für beliebige Frequenzen ausgerechnet werden. Es handelt sich dabei um die von *HB9CV* erprobten Erfahrungswerte.

Soll eine *HB9CV*-Antenne aus Drähten hergestellt werden, etwa in der Bauart einer *W8JK*-Antenne, so ist folgendes zu beachten: Auf Grund des niedrigen Strahlungswiderstandes treten hohe Antennenströme auf, deshalb soll man möglichst dicke Drähte von guter Oberflächenleitfähigkeit wählen. Ebenfalls sind die Spannungen an den Dipolenden hoch und erfordern gute, genügend lange Isolatoren. Wenn die Elemente aus Draht bestehen, muß ihre Länge etwas größer sein als bei Rohrelementen. Es wird vorgeschlagen, als Reflektorlänge $1{,}02 \cdot \lambda/2$ und als Direktorlänge $0{,}94 \cdot \lambda/2$ zu wählen.

Tabelle 14.4. Bemessungsunterlagen für HB9CV-Richtantennen nach Bild 14.10.

Amateurband	20-m-Band 14150 kHz	15-m-Band 21200 kHz	10-m-Band 28500 kHz
Direktorlänge *D*	9,74	6,52	4,84
Reflektorlänge *R*	10,60	7,08	5,26
Abstand *A*	2,65	1,77	1,32
Strecke TD	3,18/2,65/1,33	2,12/1,77/0,89	1,58/1,32/0,66
Strecke TR	3,43/2,86/1,43	2,29/1,91/0,95	1,70/1,42/0,71
Abstand *d*	0,12	0,09	0,06

Alle Angaben in m

Ist das Stehwellenverhältnis zu hoch, muß durch kleine Längenveränderungen an den Elementen versucht werden, die Welligkeit zu verringern. Dabei ist aber zu beachten, daß die Längendifferenz zwischen Reflektor und Direktor immer 8% betragen muß.

Fertig ausgerechnete und erprobte Dimensionen für *HB9CV*-Antennen mit starren Elementen (Leichtmetallrohr) für die 3 hochfrequenten Kurzwellenamateurbänder sind in Tabelle 14.4. aufgeführt.

Für die Strecken TD und TR sind je 3 Zahlenwerte angegeben. Sie bedeuten in der Reihenfolge Speisepunktwiderstand 300 Ω (Bild 14.10.a), 150 Ω (Bild 14.10.b) und 75 Ω (Bild 14.10.c). Die Richtcharakteristik der *HB9CV*-Antenne hat theoretisch die Form einer Kardioide. Der horizontale Öffnungswinkel (*E*-Ebene) betrug bei praktisch ausgeführten *HB9CV*-Strahlern rund 75°. Wie man aus der Richtkennlinie herleiten kann, ist die Rückdämpfung groß, sie beträgt im Durchschnitt 20 dB. Da die Rückdämpfung besonders bei Einebenenantennen sehr vom Einfalls- bzw. Abstrahlwinkel in der Vertikalebene abhängt, wurden im praktischen Betrieb Werte zwischen 10 dB und 40 dB gemessen. Bei einer einwandfrei aufgebauten *HB9CV*-Antenne kann mit einem Antennengewinn von etwa 5 dB gerechnet werden. In Berichten wurde jedoch mehrfach hervorgehoben, daß die *HB9CV* einer 3-Element-*Yagi*-Antenne hinsichtlich des Antennengewinnes überlegen sei.

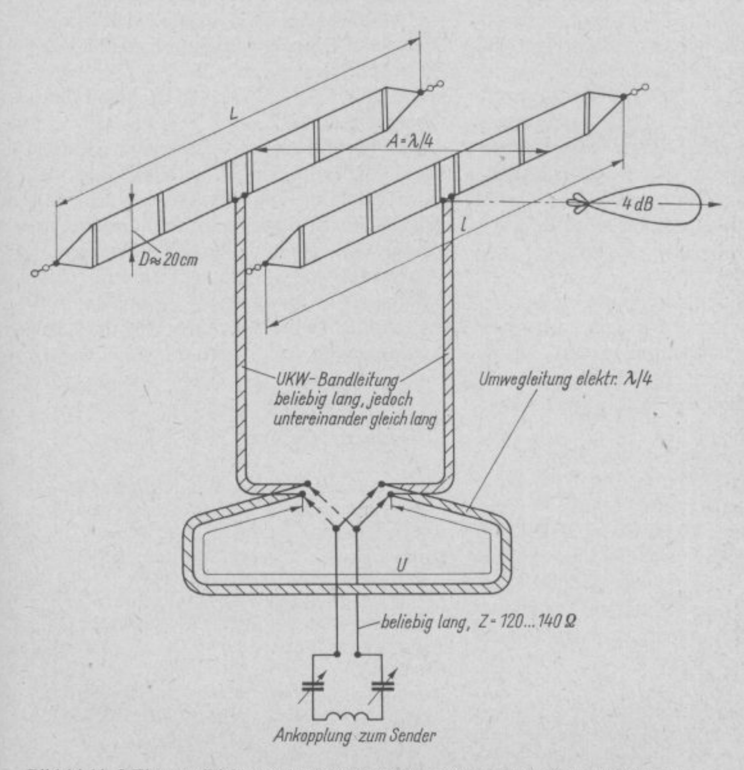


Bild 14.11. 2-Element-Richtstrahler mit elektrisch veränderbarer Hauptstrahlrichtung

Tabelle 14.5. Bemessungsunterlagen für eine 2-Element-Antenne nach Bild 14.11.

Amateurband in MHz	Länge *L* in m	Abstand *A* in m	Länge der $\lambda/4$-Umwegleitung in m	
7	20,57	10,64	8,72	
14	10,30	5,32	4,36	
21	6,85	3,54	2,90	V = 0,82
28	5,09	2,65	2,17	

14.2.3. Der umschaltbare 2-Element-Richtstrahler

Einen weiteren unidirektionalen Längsstrahler, dessen Hauptstrahlrichtung jedoch durch einfaches Umschalten auf elektrischem Wege um 180° verändert werden kann, zeigt Bild 14.11. Diese Richtantenne enthält 2 parallele Schleifendipole im Abstand von $\lambda/4$. Beide Elemente sind gleich lang. Jedes Element ist an eine UKW-Bandleitung angeschlossen. Die Zuleitungen können beliebig lang sein, müssen aber untereinander genau gleiche Länge aufweisen. Beide Bandleitungen sind an ihrem Ende über eine elektrisch $\lambda/4$ lange Leitung aus gleichem Material miteinander verbunden.

Durch einen doppelpoligen Umschalter oder ein entsprechendes Relais kann jede der beiden Verbindungsstellen von Dipolableitung und Viertelwellenstück wahlweise mit dem Senderausgang verbunden werden.

Die Wirkungsweise ist aus Bild 14.11. ersichtlich. Es wird jeweils 1 Element – und zwar das als Strahler vorgesehene – über die ihm zugeordnete Bandleitung direkt mit dem Senderausgang verbunden. Das andere Element ist ebenfalls gespeist, jedoch über einen Umweg, dessen elektrische Länge $\lambda/4$ beträgt. Dadurch wird dieses Element um 90° phasenverschoben erregt und wirkt als Reflektor.

Durch einfaches Umschalten, wie in Bild 14.11. dargestellt, kann die Hauptstrahlrichtung um 180° geschwenkt werden. Die im Bild gezeigte Schalterstellung entspricht der eingezeichneten Hauptstrahlrichtung.

Die Leitung vom Umschalter zur Sender-Endstufe kann beliebig lang sein; es ist jedoch zu beachten, daß der Wellenwiderstand dieser Leitung etwa 120 bis 150 Ω betragen soll. Eine abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitung mit 120 Ω Wellenwiderstand (z. B. Typ *120 D 10-1*) ist dazu besonders gut geeignet.

Die Richtcharakteristik dieser Antenne hat ebenfalls die Form einer Kardioide, und die Rückdämpfung beträgt durchschnittlich 20 dB. Es kann mit einem Antennengewinn von etwa 4 dB gerechnet werden.

Auch dieses System ist nur für Einbandbetrieb brauchbar. Tabelle 14.5. enthält alle für den Nachbau erforderlichen Abmessungen.

Literatur zu Abschnitt 14.

Kneitel, T.: Antenna Roundup, Vol. 2, Seite 65, Modified »ZL« Special, Cowan Publishing Corp., Port Washington, New York 36, N.Y. 1966

Baumgartner, R.: Die HB9CV-Richtstrahlantenne, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1961

Luz, H.: Eine zerlegbare HB9CV-Richtantenne zum DL6SW-Funksprechgerät, »UKW-Berichte« 3 (1963), Heft 3, Seite 150, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

Appelt, W.: Eine stabile HB9CV-Antenne für Fahrzeuge, »UKW-Berichte« 7 (1967), Heft 1, Seite 14, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

15. Richtantennen mit Ganzwellenschleifen

Wird nach Bild 15.1. ein waagrechter Schleifendipol senkrecht auseinandergezogen, so kann daraus ein auf der Spitze stehendes Quadrat mit einer Seitenlänge von je $^1/_4\lambda$ gebildet werden. Am Stromverlauf ändert sich bei einem solchen deformierten Schleifendipol nichts gegenüber der Normalausführung, wie auch aus den eingezeichneten Stromrichtungspfeilen hervorgeht. Dagegen sind die beiden Strommaxima dieses quadratischen Ganzwellenelementes nicht mehr eng gekoppelt wie beim Schleifendipol, sondern rund $0{,}35\lambda$ voneinander entfernt. Dadurch verändert sich die Richtcharakteristik gegenüber der eines Schleifendipols, gleichzeitig sinkt der Fußpunktwiderstand auf etwa 120 Ω.

Man kann ein Ganzwellen-Quad-Element als die Stockung zweier gleichphasig erregter Halbwellendipole betrachten; es ist die einfachste Form einer Dipolspalte. Solche Systeme bündeln bekanntlich in der *H*-Ebene (s. Abschn. 13.2.), d.h., daß bei einem horizontal polarisierten Quad-Element ein Gewinn gegenüber einem Halbwellendipol auftritt, der als Folge der Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels entsteht. Diese Tatsache wurde auch durch Messungen des *ARRL*-Laboratoriums (engl.: *ARRL* = **A**merican **R**adio **R**elay **L**eague) bestätigt, das für ein einfaches Quad-Element nach Bild 15.1. (gestrichelt) einen Gewinn von 1 dB – bezogen auf den Halbwellendipol – ermittelte.

Gleiche oder ähnliche Wirkungen können auch durch andere Verformungen des Schleifendipols erzielt werden, vorausgesetzt, daß dabei die beiden sich gegenüberliegenden Strombäuche auf der Ganzwellenschleife möglichst weit voneinander entfernt sind. Eine solche Deformation des Schleifendipols stellt z.B. auch das zu einem Ring gebogene Ganzwellenelement dar, das in seinen elektrischen Eigenschaften dem Quad-Element weitgehend identisch ist.

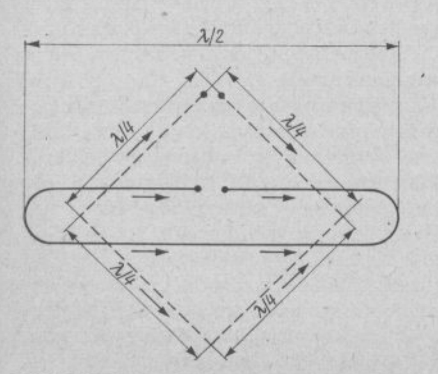


Bild 15.1. Die Entwicklung eines Quad-Elementes aus einem Schleifendipol

15.1. Das Cubical Quad

Eine Richtantenne, die bei den Kurzwellenamateuren geradezu Berühmtheit erlangt hat, ist der *Cubical-Quad-Strahler*. Im Jahre 1948 wurde er in der Amateurliteratur erstmalig erwähnt und erfreut sich seither steigender Beliebtheit.

Bild 15.2. zeigt das Schema eines Cubical Quad in den beiden üblichen Ausführungsformen. Das Grundelement bildet ein Strahler, der in der Form eines senkrecht stehenden Drahtvierecks aufgebaut ist. Die Seitenlänge beträgt $\lambda/4$, die gesamte Drahtlänge demnach 1λ. In einem Abstand A von 0,08 bis $0{,}2\lambda$ befindet sich ein zweites,

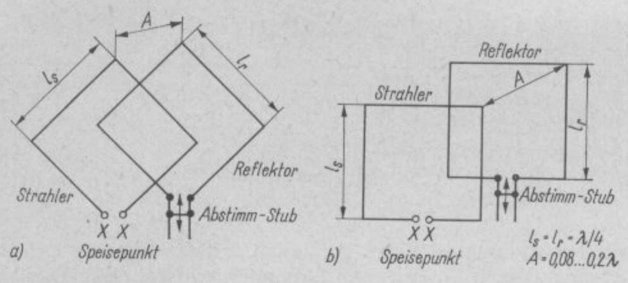


Bild 15.2. Cubical Quad, schematisch

gleichartig aufgebautes Drahtviereck, das meist durch einen zusätzlichen matchingstub so abgestimmt wird, daß es als Reflektor wirkt. Dieser Stub dient als zusätzliche Induktivität und soll die für Reflektorwirkung erforderliche induktive Phasenverschiebung herstellen. Sein Vorzug besteht darin, daß man mit der in ihrer Lage veränderbaren Kurzschlußbrücke sehr genau auf größte Rückdämpfung abstimmen kann. In neuerer Zeit geht man aber immer häufiger dazu über, den Reflektor als in sich geschlossenes Drahtviereck aufzubauen, weil inzwischen die für beste Reflektorwirkung erforderlichen Seitenlängen ziemlich genau ermittelt wurden.

Die Quad-Elemente stehen senkrecht entweder auf der Spitze wie in Bild 15.2.a oder auf einer Seite gemäß Bild 15.2.b. Ohne mechanische Veränderungen, lediglich durch Verlegung der Einspeisungspunkte, kann das Quad wahlweise horizontal oder vertikal polarisiert abstrahlen. Beide Ausführungsformen nach Bild 15.2. sind horizontal polarisiert.

Das Cubical Quad ist ein unidirektionaler Querstrahler. Deshalb wird die Rückwärtsstrahlung stark unterdrückt, und die Hauptstrahlung kommt aus der Breitseite des gespeisten Elementes. Der maximal erzielbare Antennengewinn liegt bei 6 dB – bezogen auf den Halbwellendipol. Exakte Messungen an einer aus Draht aufgebauten 2-Element-Cubical-Quad für den UKW-Bereich [1] ergaben einen durchschnittlichen Gewinn von 5 dB bei einem Reflektorabstand von 0,15λ.

Dabei betrug der horizontale Öffnungswinkel 86° und die Rückdämpfung 13 dB. Bei 0,15λ Reflektorabstand wurde ein reeller Fußpunktwiderstand von 220 Ω gemessen, die Antenne konnte deshalb mit einer 240-Ω-Bandleitung direkt gespeist werden. Andere Messungen, die an einem für 70 cm bemessenen Quad durchgeführt wurden [2], ergaben Fußpunktwiderstände um 180 Ω, wobei hervorgehoben wird, daß dieser sich bei Reflektorabständen zwischen 0,08 und 0,2λ nur in geringen Grenzen verändert. Die Differenz des Fußpunktwiderstandes beider Untersuchungen dürfte im unterschiedlichen Schlankheitsgrad der verwendeten Elemente zu suchen sein. Aus [1] geht weiterhin hervor, daß die Welligkeit auf der Speiseleitung in einem Bereich von ±6% der Resonanzfrequenz den Wert 1,7 nicht übersteigt. Damit ist die Bandbreite eines Cubical Quad verhältnismäßig groß und reicht jeweils für den Betrieb über die ganze Breite der zugelassenen Amateurbänder aus.

Frühere Angaben über extrem hohe Gewinne von Kurzwellen-Quads (bis zu 11 dB) sind sicher auf Fehlmessungen zurückzuführen, die sich auf Lautstärkenvergleiche im Weitverkehr stützen oder durch unkontrollierbare Inhomogenitäten im Meßfeld entstanden (Reflexionen). Es ist bekanntlich außerordentlich schwierig, absolute Gewinnmessungen an Kurzwellenantennen durchzuführen; der Amateur kann weder die dazu erforderliche Aufbauhöhe der Antenne erreichen noch ein homogenes Meßfeld schaffen. Einfacher

kommt man zum Ziel, wenn die Antenne für Betriebsfrequenzen im UKW- oder besser Dezimeterbereich dimensioniert und dann gemessen wird. Das ist nach dem Modellgesetz zulässig; die Meßergebnisse kann man dann auf das Verhalten der Antennenform im Kurzwellenbereich übertragen.

Es läßt sich nicht bestreiten, daß das Cubical Quad im Kurzwellenweitverkehr mindestens die gleichen Vorzüge aufweist wie eine 3-Element-*Yagi*-Antenne und diese oft in der praktischen Brauchbarkeit übertrifft. Das kann darauf zurückgeführt werden, daß der vertikale Erhebungswinkel und der vertikale Öffnungswinkel eines Cubical Quad kleiner ist als der einer 3-Element-*Yagi* in gleicher Aufbauhöhe. Die Bedeutung des vertikalen Erhebungswinkels für die Ausbreitung über sehr große Entfernungen wurde in Abschnitt 2. beschrieben. Wie die Praxis zeigt, kann der Unterschied zugunsten der Quad-Antenne beim Verkehr über große Entfernungen (DX-Verkehr) sehr erheblich sein.

Viele Kurzwellenamateure bezeichnen das Quad als »Königin der DX-Antennen«. Sicherlich zu Recht, denn das Cubical Quad ist bisher die einzige mechanisch noch gut darstellbare vertikale gestockte Antennenform für den Kurzwellenbereich (DX-Bänder), die auch als Drehrichtstrahler aufgebaut werden kann. Es hat den für den DX-Verkehr so wichtigen kleinen vertikalen Erhebungswinkel der Hauptstrahlung.

15.1.1. Die Theorie des Cubical Quad

Ein Cubical Quad wird entweder als ein auf einer Spitze oder ein auf einer Seite stehendes Quadrat dargestellt. Die erstgenannte Ausführung (auch *Diamond-Shape-Form* genannt) wurde in den ersten Veröffentlichungen über Quad-Antennen propagiert und findet auch in neuerer Zeit wieder Anhänger. Die weitaus überwiegende Zahl praktisch ausgeführter Quads verwendet jedoch die Bauform nach Bild 15.2.b. Obwohl in der Praxis kaum größere Unterschiede zwischen beiden Ausführungen bestehen, wird das Für und Wider kurz erläutert.

Bekanntlich stellt das Quad-Element ein gestocktes System dar, beide Halbwellenstücke werden gleichphasig erregt. Bei der *Diamond-Shape-Form* liegen die für die vertikale Bündelung maßgeblichen Strommaxima rund $0{,}35\lambda$ voneinander entfernt (Diagonale), während das »liegende« Quadrat nur einen Stockungsabstand von $0{,}25\lambda$ ergibt. Der optimale Abstand ist $>\lambda/2$. Daraus kann man folgern, daß das auf der Spitze stehende Quadrat in der Vertikalebene etwas besser bündelt, weil es dem optimalen Abstand näherkommt. Nachteilig ist jedoch, daß die waagrechten diagonalen Träger den Antennendraht genau im Spannungsmaximum abstützen. Das erfordert eine sehr hochwertige Isolation, wenn man Verluste vermeiden will. Bild 15.3. veranschaulicht an Beispielen den Stromverlauf auf den Quad-Elementen, der durch Richtungspfeile angedeutet wird. An den Einspeisungspunkten A herrschen die gleichen Stromverhältnisse wie bei jedem Halbwellendipol. Der Strahler wird im Strombauch gespeist, beide Dipoläste sind gleichphasig erregt (die Strompfeile zeigen in die gleiche Richtung). An den äußeren Enden B und D der beiden am Speisepunkt A anliegenden Dipoläste befindet sich ein Stromknoten, dort ändert sich die Stromrichtung (s. Richtungspfeile). Bei der Betrachtung der Vierecke in Bild 15.3.a und b kann man erkennen, daß die Seiten A und C gleichphasig erregt werden, während sich die Abschnitte B und D in Gegenphase befinden. Das bedeutet gleichzeitig, daß nach Bild 15.3.a die Polarisation eindeutig horizontal ist, da die waagrecht liegenden Seiten gleichphasig erregt sind. Wie Bild 15.3.b zeigt, erfolgt die Einspeisung an einer senkrechten Seite, wobei die vertikalen Strahlerabschnitte gleichphasig erregt werden, während sich die waagrechten Abschnitte in Gegenphase befinden. In diesem Fall ist die Polarisation eindeutig vertikal. Man kann also bei einem Quad-Element (Ganzwellenschleifen) die Polarisation ohne weiteres durch entspre-

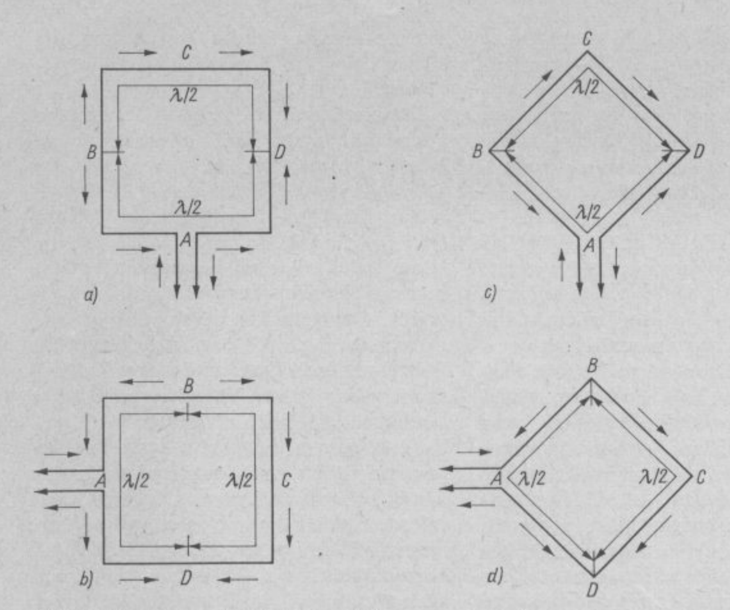


Bild 15.3. Der Stromverlauf in den Quad-Elementen; a – und c – horizontal polarisiert, b – und d – vertikal polarisiert

chende Wahl des Einspeisungspunktes A festlegen, wobei die Regel gilt:

- Einspeisung in eine waagrechte Seite = horizontale Polarisation
- Einspeisung in eine senkrechte Seite = vertikale Polarisation.

Nicht ganz so übersichtlich lassen sich die Verhältnisse bei einem auf der Spitze stehenden Quad (Bild 15.3.c und d) erkennen. Wenn man aber (wie Bild 15.4. darstellt) die Ströme an den Seiten in ihre horizontalen und vertikalen Anteile zerlegt, wird klar, daß auch bei einem auf der Spitze stehenden Quad die Polarisation eindeutig linear ist. In Stromrichtung (Pfeilrichtung) sind die vertikalen Anteile punktiert und die horizontalen Anteile gestrichelt aufgetragen. Es zeigt sich, daß auf allen 4 Seiten die horizontalen Anteile Phasengleichheit haben; dagegen herrscht in der vertikalen Gegenphasigkeit. Das Quad-Element in Bild 15.4. ist somit horizontal polarisiert. Würde man die Einspeisung in Punkt B oder D vornehmen, so wäre vertikale Polarisation vorhanden.

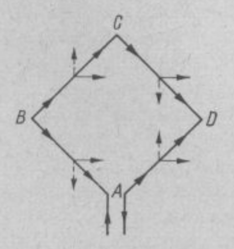


Bild 15.4. Die Polarisation des Quad-Elementes

Dem Speisepunkt eines Quad-Elementes genau gegenüber befindet sich ein Spannungsminimum; dort kann das Element ohne merkbaren Nachteil geerdet werden. Bild 15.5. gibt eine Übersicht der Speisung und der Erdung für Quad-Elemente mit horizontaler und mit vertikaler Polarisation. Es ist für die Wirkungsweise gleichgültig, ob das Element für horizontale Po-

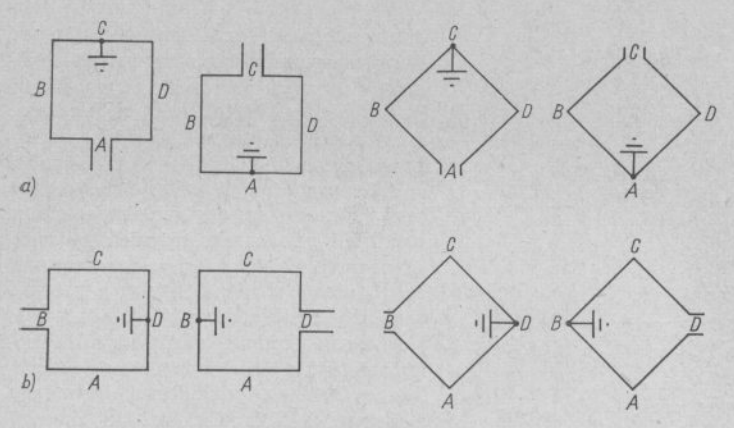


Bild 15.5. Polarisation und Erdungsmöglichkeit beim Quad-Element; a – horizontal polarisiert, b – vertikal polarisiert

larisation bei A oder bei C bzw. für vertikale Polarisation bei B oder bei D gespeist wird. Diese Feststellung kann bei der praktischen Konstruktion wichtig werden. So wäre es möglich, zur beliebten Ganzmetallbauweise überzugehen, wenn man nach Bild 15.6.a über eine T-Anpassung einspeist oder mit einer Gamma-Anpassung (Bild 15.6.b) arbeitet. Dann könnte das Element in den Punkten A und C direkt am Tragemast metallisch leitend befestigt werden.

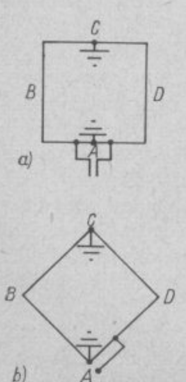


Bild 15.6. T-Anpassung (a) und Gamma-Anpassung (b) beim Quad-Element

Der Umfang eines gespeisten Quad-Elementes beträgt für die Resonanz theoretisch 1λ. Während man bei üblichen Dipolen aus physikalischen Gründen immer mit einer mechanischen Verkürzung des Antennenleiters gegenüber der Wellenlänge rechnen muß, ist das beim Quad-Element nicht der Fall. Verschiedene Untersuchungen haben übereinstimmend ergeben, daß für Quad-Elemente der Verkürzungsfaktor >1, also ein »Verlängerungsfaktor« ist. Das gilt für sämtliche Quad-Formen und alle Wellenbereiche. Die Autoren stellten fest, daß das gespeiste Quad-Element einen Resonanzumfang von $\geqq 1{,}02\lambda$ haben muß. Frühere Angaben über die Seitenlängen von Quad-Antennen sind meist zu klein. Die Resonanz wurde bei diesen falsch bemessenen Anordnungen durch Blindleitungen (Stubs) erzwungen. Dieser Weg ist nur sinnvoll, wenn sich auf diese Weise eine bessere Anpassung des Fußpunktwiderstandes an die Speiseleitung ergibt. Man muß ferner berücksichtigen, daß solche »künstlich verlängerten« Anordnungen schmalbandiger sind als solche, die die natürliche Resonanzlänge haben. Nachstehende Berechnungsformeln können für die Resonanzbemessung eines Cubical Quad angewendet werden:

Gespeistes Element

Gesamtumfang $m = \frac{304,6}{f}$, (15.1.)

bzw. Seitenlänge $m \frac{76,15}{f}$; (15.2.)

Reflektorelement

Gesamtumfang $m = \frac{334}{f}$, (15.3.)

bzw. Seitenlänge $m \frac{83,5}{f}$; (15.4.)

Resonanzfrequenz in MHz.

15.1.2. Die Praxis des Cubical Quad

Bei einem Draht-Quad gibt es eine einfache Möglichkeit, nachträglich die genaue Resonanz zu korrigieren (Bild 15.7.a). Dabei muß die gesamte Drahtlänge etwas kürzer als erforderlich bemessen sein. Beiderseits der Speisepunkte wird je ein Isolator eingehängt, der mit einer Drahtschleife überbrückt ist. Durch Vergrößern oder Verkleinern der Drahtschleifen erhält man die exakte Resonanz. Mit gleichem Erfolg bei geringerem Aufwand kann nach Bild 15.7.b die Abstimmung auch auf der dem Speisepunkt gegenüberliegenden Seite vorgenommen werden. Es wird dann nur ein Isolator mit einer Drahtschleife benötigt. Sinngemäß lassen sich diese zusätzlichen Drahtschleifen auch bei einem auf der Spitze stehenden Quad-Element anbringen. Resonanzverschiebungen treten im allgemeinen bei allen Kurzwellenantennen auf, da es in diesem Wellenbereich nicht gelingt, die Antenne in einer solchen Höhe aufzubauen, daß man die Erdbodeneinflüsse vernachlässigen kann. Je näher eine Antenne dem Erdboden ist, desto mehr verschiebt sich ihre Resonanzfrequenz nach niedrigen Frequenzen hin. Der Fußpunktwiderstand einer Antenne wird in ähnlicher Weise von der Erdbodennähe beeinflußt.

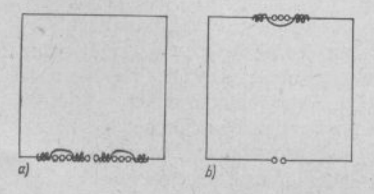


Bild 15.7. Drahtschleifen als Abstimmhilfsmittel beim Quad-Element

In einem Abstand von 0,08 bis 0,2λ befindet sich das Reflektorelement. Hinsichtlich des Gewinns werden Reflektorabstände zwischen 0,15 und 0,20λ als optimal herausgestellt. Die Abstimmung des Reflektors erfolgt entweder auf größte Rückdämpfung oder auf maximale Vorwärtsverstärkung. Die Abstimmung auf größten Antennengewinn in der Hauptstrahlrichtung bereitet geringe Schwierigkeiten und bildet für den Amateur die Regel. Wird Wert auf beste Rückdämpfung gelegt, so muß man den Reflektorabgleich besonders sorgfältig durchführen, denn die günstigste Einstellung ist scharf begrenzt.

Als Abstimmhilfe dient beim Reflektor fast immer ein matching-stub (Abstimmstub), wie in Bild 15.2. dargestellt. Es handelt sich dabei um eine Zweidrahtleitung mit verstellbarem Kurzschlußbügel. Häufig hat das Reflektorquadrat die gleichen mechanischen Abmessungen wie das Strahlerviereck. Durch eine entsprechende Länge des Reflektorstubs wird dann das parasitäre Element so verlängert, daß Reflektorwirkung eintritt, wobei mit dem verschiebbaren Kurzschlußbügel der Feinabgleich erfolgt. Elektrisch etwas günstiger ist es, wenn man das Reflektorquadrat gegenüber dem Strahlerviereck um etwa 5% verlängert. Man kommt dann mit einem sehr kurzen Stub aus. Schließlich kann der Reflektorstub auch ganz wegfallen, wenn die Länge des Elementes schon für beste Reflektorwirkung bemessen wird. Man erhält dann ein allseitig geschlossenes Drahtviereck. In Tabelle 15.1. werden deshalb auch die erprobten Abmessungen für Cubical

Tabelle 15.1. Bemessungsunterlagen für Cubical-Quad-Antennen nach Bild 15.2. und 15.8.

Amateurband	20-m-Band 14100 kHz	15-m-Band 21200 kHz	10-m-Band 29000 kHz
Seitenlänge l_s	5,40	3,60	2,62
Seitenlänge l_r	5,40	3,60	2,62
Länge des Reflektorstubs	1,50	1,00	0,70
Seitenlänge l_r bei resonantem Reflektor (ohne Stub)	5,92	3,92	2,88
Abstand $A = 0{,}08\,\lambda$	1,83	1,22	0,91
Abstand $A = 0{,}15\,\lambda$	3,20	2,12	1,60
Abstand $A = 0{,}20\,\lambda$	4,25	2,83	2,12

Alle Angaben in m

Quads gegeben, die ohne zusätzliche Abstimmhilfsmittel bereits resonant sind. Diese kommen dem Optimum sehr nahe. Wenn allerdings Wert auf beste Rückdämpfung gelegt wird, sollte man zusätzlich die Möglichkeit einer Feinkorrektur nach Bild 15.7.b vorsehen.

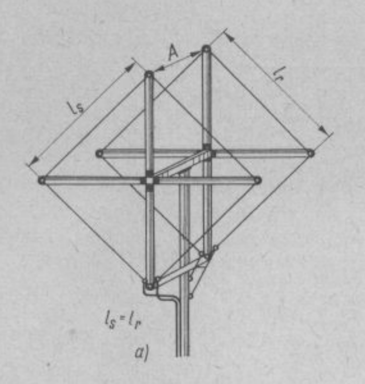
Auch ein Cubical Quad soll möglichst hoch über dem Erdboden aufgebaut werden, obgleich es als gestockte Antenne nicht so empfindlich auf die Erdbodeneinflüsse reagiert wie eine Einebenenantenne. Für gute Wirkungsweise sollte der Fußpunkt mindestens $\lambda/2$ hoch liegen. Bei einer Aufbauhöhe von 1λ und darüber wird die Abstrahlung durch die Einflüsse des Erdbodens praktisch nicht mehr beeinträchtigt.

Die Vorzüge eines Cubical Quad kommen nur mit horizontaler Polarisation im Kurzwellenbereich zur Geltung. Bei Vertikalpolarisation gehen die Vorteile des kleinen vertikalen Erhebungswinkels verloren, denn die *H*-Ebene liegt dann in der Horizontalen. Die Richtcharakteristik ist in diesem Fall sehr von den Erdbodenverhältnissen und damit von der Aufbauhöhe abhängig; außerdem werden die meist vertikal polarisierten örtlichen Störungen bevorzugt aufgenommen.

Für die Tragekonstruktion der Antenne gibt es eine Reihe von Möglichkeiten. Ein Einband-Quad für 10 m oder 15 m kommt mit astfreien, imprägnierten Holzlatten und Rundstäben bei sparsamer Verwendung von Eisenbeschlägen aus. Beim 20-m-Quad sollten aus Gründen der Gewichtsersparnis, der Bruchsicherheit und der Elastizität die Tragearme aus Bambusrohr bestehen. Noch besser eignen sich für diesen Zweck glasfaserverstärkte *Polyester*-Stäbe, wie sie für die Herstellung von Angelruten verwendet werden. Verschiedene Formen von Tragegerüsten sind in Abschnitt 18.8. beschrieben. Darüber hinaus werden in diesem Abschnitt Hinweise für den Aufbau gegeben.

Bild 15.8. zeigt den Konstruktionsvorschlag für ein einfaches, auf der Spitze stehendes Cubical Quad. Diese Art des Aufbaus kann auch für eine auf der Seite stehende Antenne verwendet werden, indem man die Tragearme um 45° axial verdreht. Verspannungen aus Kunststoffdrähten erhöhen die Festigkeit der Konstruktion. Noch besser eignen sich Abspannschnüre, die mit Glasseide verflochten sind, weil sich diese nicht ausdehnen. Verwendet man Bambusrohre oder Kunststoffstäbe als Tragearme, so kann der Antennendraht ohne Isolatoren an diesen befestigt werden.

Der Durchmesser der als Antennenleiter dienenden Kupferdrähte oder Litzen ist praktisch bedeutungslos für die elektrische Wirkungsweise. Aus mechanischen Gründen werden Drahtdurchmesser von $\geqq$ 1,5 mm bevorzugt. Litzen sind geschmeidiger als Drähte und lassen sich deshalb



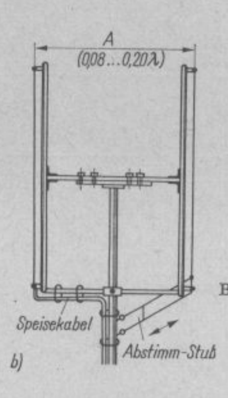


Bild 15.8. Konstruktionsvorschlag für ein einfaches Cubical Quad; a – Vorderansicht, b – Seitenansicht

besser verarbeiten. Die verwendeten Drähte oder Litzen dürfen auch mit Kunststoff ummantelt sein.

Die Speisung von Cubical-Quad-Antennen wird in Abschnitt 18.8. besprochen.

15.2. Der Ringbeam

Der Ringbeam unterscheidet sich von einer Cubical Quad hauptsächlich nur dadurch, daß an Stelle der viereckigen Antennenelemente solche in Form eines Ringes verwendet werden (Bild 15.9.). Wer die vorhergehenden Ausführungen über die Wirkungsweise von Quad-Elementen aufmerksam gelesen hat, wird erkennen, daß sich der Ringbeam auch bezüglich seiner Anstrahlung nicht anders als das Cubical Quad verhalten kann.

Vorausgesetzt, daß man den Ringbeam als Ganzwellenschleife ausführt, ist er bei Speisung von unten oder oben wie das Cubical Quad eindeutig horizontal und bei seitlicher Einspeisung vertikal polarisiert. Auch bezüglich des Antennengewinnes und des Aufwandes entspricht der Ringbeam etwa einem Cubical Quad gleicher Elementezahl. Da jedoch für den Ringbeam Rohr oder tragfähiges Vollmaterial verwendet werden muß, ist er kostspieliger als ein Quad und auch mechanisch etwas schwieriger aufzubauen. Das mag der Grund da-

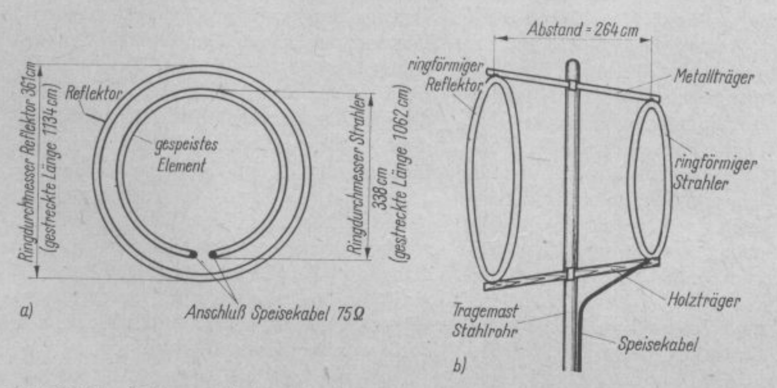


Bild 15.9. Der 2-Element-Ringbeam für das 10-m-Band

für sein, daß diese Bauform in Europa bisher noch keine größere Verbreitung finden konnte.

15.2.1. Der 2-Element-Ringbeam

Bild 15.9. zeigt einen 2-Element-Ringbeam für das 10-m-Band. Der Reflektor bildet einen geschlossenen Ring und befindet sich in $\lambda/4$-Abstand vom gespeisten Element, das für den Anschluß der Speiseleitung aufgetrennt ist. Der Fußpunktwiderstand wird mit rund 75 Ω angegeben. Der obere, waagrechte Träger kann aus Metall bestehen; an ihm lassen sich die Elemente ohne isolierende Zwischenlagen befestigen. Als untere Tragestange dient eine imprägnierte Hartholzlatte. Noch besser eignet sich PVC-Rohr, das sehr leicht und korrosionsbeständig ist. Es kann mit einem Antennengewinn von etwa 5 dB gerechnet werden. Die Resonanzabmessungen sind in Bild 19.5. eingetragen. Zur Umrechnung für andere Resonanzfrequenzen können die nachstehenden Formeln dienen:

Umfang des gespeisten Elementes

$$= \frac{307}{f}, \qquad (15.5.)$$

$$\text{Umfang des Reflektors} = \frac{329}{f}; \qquad (15.6.)$$

Längen in m, f in MHz.

15.2.2. Der 3-Element-Ringbeam

Ein 3-Element-Ringbeam ist für den 10-m-Betrieb gerade noch darstellbar. Diese leistungsfähige Richtantenne zeigt Bild 15.10.

Eingezeichnet sind wieder die Abmessungen für das 10-m-Band. Da der Fußpunktwiderstand des Systems sehr niedrig liegt, wird die Speiseleitung über ein Omega-Match angepaßt (s. Abschn. 6.4.). Nun läßt sich die Ganzmetallbauweise anwenden, d.h., der obere und der untere Elementträger bestehen aus Metall. Die Elemente kann man oben und unten ohne isolierende Zwischenlagen auf den Metallträgern befestigen. Natürlich ist es möglich, eine Omega-Anpassung auch beim 2-Element-Ringbeam zu verwenden, damit läßt sich auch für diese Bauform die Ganzmetallbauweise durchführen.

Der Reflektorabstand beträgt bei der 3-Element-Ausführung rund $0{,}21\lambda$, der Direktorabstand $0{,}14\lambda$.

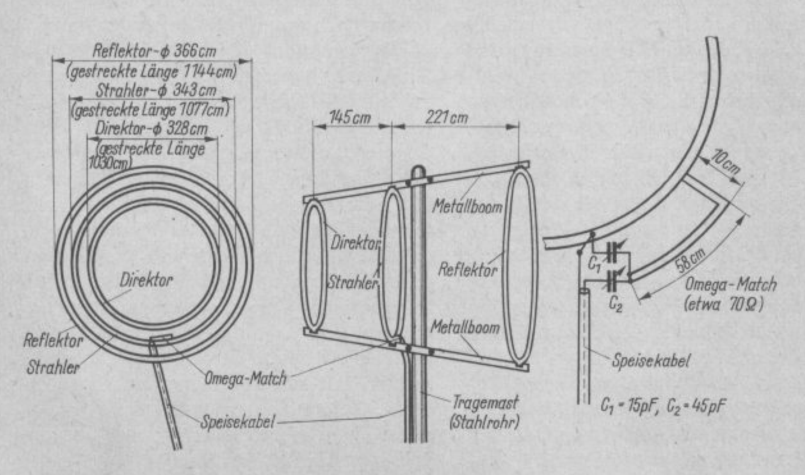


Bild 15.10. Der 3-Element-Ringbeam für das 10-m-Band

Zur Berechnung der 3-Element-Ringantenne für andere Frequenzen sind Gl. (15.5.) und Gl. (15.6.) anzuwenden. Der Direktorumfang ergibt sich aus

$$\frac{289}{f}. \qquad (15.7.)$$

Es handelt sich immer um die gestreckten Längen, die zu einem geschlossenen Ring zu biegen sind. Alle Rohrstärken, die die mechanische Stabilität gewährleisten, sind für die Anfertigung der Elemente geeignet.

Es fällt auf, daß auch beim Ringbeam die gestreckte Länge des gespeisten Elementes für Resonanz größer als 1λ ist. Dieser Umstand verdeutlicht die Verwandtschaft mit dem Cubical Quad besonders.

15.3. Die Vogelkäfig-Antenne nach *G4ZU*

Die *Vogelkäfig-Antenne (Bird-Cage)* wurde von dem bekannten englischen Antennenkonstrukteur *G4ZU*, *Dirk Bird*, entwikkelt. Sie ist ebenfalls ein direkter Abkömmling des Cubical Quad. Das Bird-Cage unterscheidet sich vom Cubical Quad dadurch, daß die Elemente um 90° abgewinkelt sind. Bild 15.11.a zeigt ein solches Quad-Element, das auf der Speiseseite und der ihr gegenüberliegenden Seite rechtwinklig abgeknickt ist. Bei solchen kurzen V-Elementen bleibt die Doppelkreischarakteristik eines gestreckten Dipols fast erhalten; es läßt sich lediglich ein leichter Gewinnanstieg aus Richtung Winkelöffnung feststellen. Auch in diesem Fall erfolgt für horizontale Polarisation die Einspeisung in die Mitte einer waagrechten Seite, wobei es gleichgültig ist, ob die Speiseleitung an der unteren oder an der oberen Ebene angeschlossen wird.

Das in gleicher Weise abgewinkelte Reflektorelement ordnet man so an, daß sich die Winkelspitzen des Strahlers und die des Reflektors mit etwa 25 mm Abstand gegenüberstehen (Bild 15.11.b).

Antennengewinn und Richtcharakteristik entsprechen bei diesem System fast denen des Cubical Quad. Von *G4ZU* wurden sogar 0,5 dB Mehrgewinn gegenüber einem Quad und eine etwas größere Rückdämpfung festgestellt. Der Fußpunktwiderstand beträgt etwa 60 Ω.

Es ist ein besonderer Vorzug des Bird-Cage, daß die ganze Antenne an einem Tragerohr befestigt werden kann, wobei die waagrechten Elemententeile die Funktion der Tragearme mit übernehmen. Das ganze System ist sehr kompakt und hat nur geringen Windwiderstand. Ein Bird-Cage für 10 m hat eine Auskragung von nur 1,30 m Radius um den Mittelmast. Dieser Halbmesser steigt bei 15 m auf etwa 1,95 m und bei 20 m auf rund 2,60 m. Nur für die waagrechten $\lambda/8$-Stücke werden Leichtmetallrohre benötigt; die 4 senkrechten $\lambda/4$-Leitungen können aus Draht beliebigen Durchmessers bestehen. Es ist zweckmäßig, wenn die Elementrohre und die $\lambda/4$-Drähte aus dem gleichen Metall hergestellt werden, da andernfalls an den Verbindungsstellen elektrolytische Zersetzungsvorgänge auftreten können. Bild 15.11.c bringt einen Aufbauvorschlag für eine Vogelkäfig-Antenne. Das Strahlerelement wird in diesem Fall von oben gespeist, weil dann die Speiseleitung leicht im Rohrinnern des Tragemastes nach unten geführt werden kann.

Die Isolation der Winkelspitzen vom Tragemast braucht nicht sehr hochwertig zu sein, da sich dort ein Spannungsminimum befindet. Es genügen passende Holzformteile, die in Paraffin ausgekocht werden. Allerdings wirken beim gezeigten Aufbau starke mechanische Kräfte auf die Isolierstücke, und es dürfte erforderlich sein, diese Kräfte durch geeignete Verspannungen teilweise abzufangen. Zu diesem Zweck kann man den Tragemast entsprechend verlängern und sich dadurch einen Spannturm schaffen, von dem die oberen waagrechten Elementarme abgespannt werden.

Die Gesamtlängen der Elemente entsprechen denen eines Cubical Quad. Im vorliegenden Fall ist die Reflektorlänge gleich der des Strahlerelementes; die für die Re-

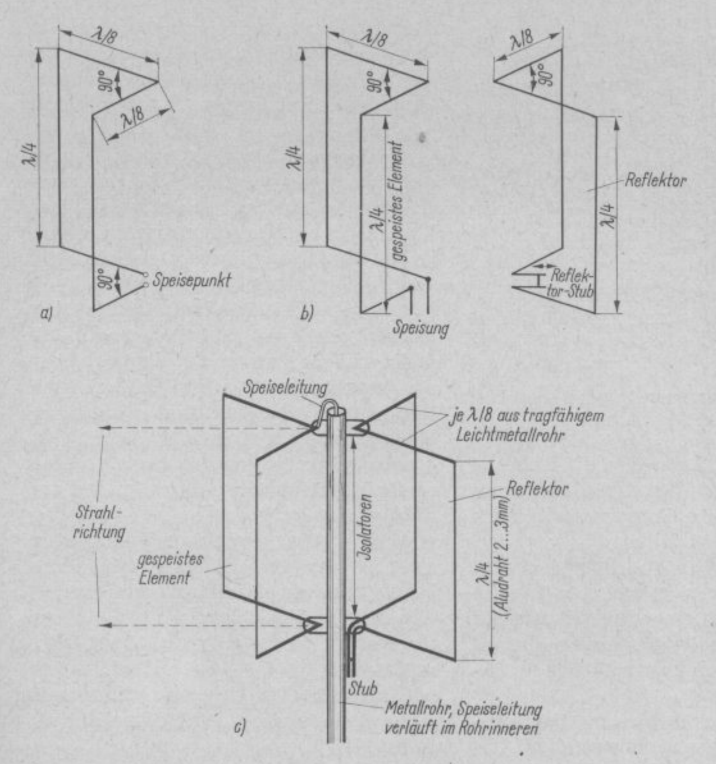


Bild 15.11. Die Vogelkäfig-Antenne; a – abgewinkeltes Quad-Element 90°, b – Schema der Vogelkäfig-Antenne, c – Aufbauvorschlag

flektorwirkung erforderliche elektrische Verlängerung des Parasitärelementes wird durch den Reflektorstub mit verstellbarem Kurzschlußbügel hergestellt. Die erforderlichen Abmessungen können aus Tabelle 15.1. übernommen werden.

Es wird darauf hingewiesen, daß die Bird-Cage-Antenne durch Patent geschützt ist.

15.4. Die Swiss-Quad-Antenne

Die zur Zeit höchste Entwicklungsstufe eines Quad stellt die *Swiss-Quad-Antenne* dar. Ihr Konstrukteur ist der bekannte schweizer Funkamateur *R. Baumgartner*, *HB9CV*, daher auch der Name *Swiss-Quad (Schweizer Quad)*. Unter dem Titel *Vollgespeiste Richtantenne* wurde das Swiss-Quad in der Schweiz patentiert.

Wie aus Bild 15.12. hervorgeht, besteht das Swiss-Quad aus 2 parallelen Quadraten mit $\lambda/4$ Seitenlängen, die in einem gegenseitigen Abstand von 0,075 bis $0{,}1\lambda$ angeordnet werden. Die Mittelpartien beider Horizontalteile sind um 45° einwärts gebogen, so daß die Mittelpunkte beider Horizontalteile jeder Ebene gemeinsam am Tragemast zusammentreffen.

Im Kreuzungspunkt der beiden Rohre fließt maximaler Strom, sie müssen deshalb gut leitend miteinander verbunden werden. Da ein Strombauch einem Spannungs-

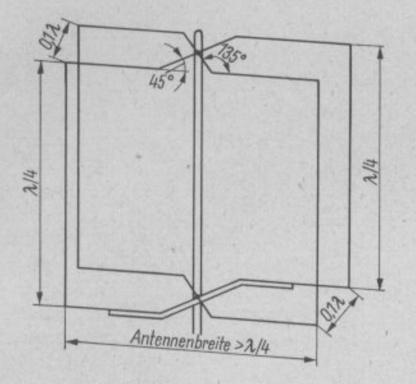


Bild 15.12. Das Schema der Swiss-Quad-Antenne

knoten entspricht, kann man die Rohre in diesen Punkten des Spannungsminimums erden, d.h. mit dem Tragemast elektrisch leitend verbinden.

Die kreuzförmigen Antennenabschnitte beider Ebenen wirken elektrisch wenig störend, denn die dort einander benachbarten Rohrstücke führen gegenphasige Ströme, wodurch die Strahlung praktisch aufgehoben wird.

Das hervorstechende Merkmal des Swiss-Quad ist seine Speisung. Von wenigen Ausnahmen abgesehen, erregt man den Reflektor parasitär, also durch reine Strahlungskopplung. Die ausgezeichneten Erfolge mit einer kombinierten Erregung durch Strahlungskopplung und direkte Speisung des Reflektors, die man z.B. bei der ZL-Spezial und beim *HB9CV*-Beam erzielte (s. Abschnitt 14.2.1. und 14.2.2.), können folgerichtig auch auf das Swiss-Quad übertragen werden. Die volle Speisung bewirkt, daß sich die Energie gleichmäßig auf alle 4 Elemente verteilt. Dadurch bleibt der Strahlungswiderstand in der Größenordnung von 30 bis 40 Ω.

Die Speisung des Systems kann wahlweise in der unteren oder in der oberen Ebene erfolgen. Soll das Speisekabel innerhalb des Mastrohres nach unten geführt werden, so ist die Einspeisung in der oberen Ebene zweckmäßig. Über eine doppelte T-Anpassung (Bild 15.13.a) lassen sich symmetrische Speiseleitungen anpassen. Koaxialkabel schließt man an eine doppelte Gamma-Anpassung an (Bild 15.13.b). Aus Bild 15.13. wird außerdem ersichtlich, daß beide Elemente auf einfache Weise in Gegenphase direkt gespeist werden. Überraschend hat sich herausgestellt, daß man die für einseitige Richtwirkung notwendige, von 180° etwas abweichende Phasenlage zwischen den beiden Antennenquadraten bei der Speisung nicht berücksichtigen muß. Die richtige Phasenlage wird in der Antenne selbst erzwungen, wenn der Längenunterschied im Umfang beider Quadrate 5% beträgt. Das kleinere Quadrat wird dann zum Direktor, das größere zum Reflektor.

Bei 2 direkt gespeisten, elektrisch gleichwertigen Quadraten heben sich die induktive Blindkomponente des Reflektors und die kapazitive des Direktors (auf den Speisepunkt bezogen) auf. Diese Behauptung bestätigt die Tatsache, daß die Resonanzfrequenz des Systems, am Speisepunkt gemessen, in der Mitte zwischen den Eigenresonanzen der beiden Antennenquadrate

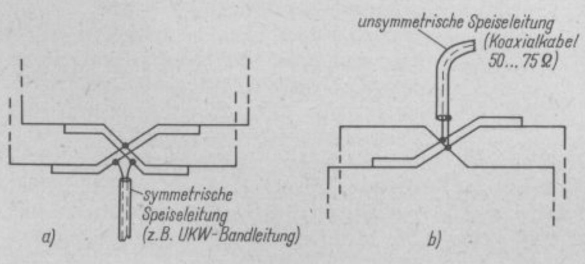


Bild 15.13
Speisung und Erregung des Swiss-Quad; a – doppelte T-Anpassung und Speisung, b – doppelte Gamma-Anpassung und Speisung

liegt. Die Differenz in der Umfangslänge von 5% wurde durch zahlreiche Messungen ermittelt. Bei Differenzen unter 5% vergrößern sich die Nebenkeulen, während bei Differenzen über 5% die Hauptkeule breiter wird und der Gewinn abnimmt. Von wesentlicher Bedeutung ist ferner, daß sich das Swiss-Quad bei 5% Längendifferenz zwischen Direktor und Reflektor hinsichtlich Energieaufnahme und Ankopplung ungefähr so verhält wie ein einfacher Halbwellendipol. Das weist auf die offensichtliche Bedeutung des mathematisch kaum erfaßbaren Zusammenwirkens zwischen direkter Speisung, Strahlungskopplung und Kopplung mit dem Raum hin. Die erprobten Bemessungsdaten für das Swiss-Quad betragen:

Umfang Direktor – 1,092λ,

Umfang Reflektor – 1,148λ,

Abstand Direktor–Reflektor – 0,075 $\cdots$ 0,1λ.

Für die praktische Ausführung verteilt man die Längenunterschiede zwischen Reflektor und Direktor nur auf die Horizontalteile, während die Vertikalteile in gleicher Länge zu fertigen sind. Die Abgreifpunkte für die Gamma- oder die T-Anpassung auf den horizontalen Antennenrohren müssen beim Abgleich ermittelt werden, da ihre richtige Lage von Umgebungseinflüssen, Antennenhöhe und Antennenkonstruktion bestimmt wird. Die nachstehende Tabelle 15.2. enthält die erprobten Abmessungen von Swiss-Quad-Antennen für die hochfrequenten Kurzwellenamateurbänder.

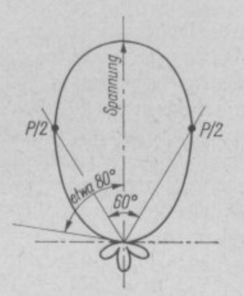


Bild 15.14. Das Strahlungsdiagramm einer Swiss-Quad-Antenne

Mit der Antennenhöhe wird in Tabelle 15.2. die Länge der Vertikaldrähte bezeichnet. Unter Antennenbreite ist die Länge der Horizontalteile von einem Ende zum anderen zu verstehen. Die Einknickung zum Fixpunkt am Mast wird dabei nicht berücksichtigt. Die notwendigen Rohrlängen lassen sich am einfachsten geometrisch finden, wenn man die Antenne, von oben gesehen, in verkleinertem Maßstab auf Millimeterpapier genau aufzeichnet.

Das von *HB9CV* ermittelte Strahlungsdiagramm eines Swiss-Quad ist in Bild 15.14. wiedergegeben. Es zeigt einen horizontalen Öffnungswinkel von 60°. Die Seitenminima liegen etwa 80° beiderseits vom Hauptstrahl. Die Rückdämpfung beträgt – wie beim Cubical Quad – im Mittel 13 dB. Der Antennengewinn kann wegen des gespeisten Reflektors etwas höher liegen als der eines Cubical Quad. Von *HB9CV* werden 6 bis 7,9 dB angegeben. Ebenso wie beim Cubical Quad treten auch beim Swiss-Quad im Ver-

Tabelle 15.2. Bemessungsunterlagen für die Swiss-Quad-Antenne nach Bild 15.12.

Amateurband	20-m-Band 14150 kHz	15-m-Band 21200 kHz	10-m-Band 28500 kHz
Antennenhöhe	5,94	3,96	2,95
Antennenbreite Direktor	5,64	3,76	2,80
Antennenbreite Reflektor	6,23	4,16	3,09
Abstand Direktor–Reflektor	2,12	1,41	1,05

Alle Angaben in m

kehr über sehr große Entfernungen ausbreitungsbedingte »Zusatzgewinne« auf, die mit den Abstrahlungseigenschaften gestockter Systeme zu erklären sind. Diese Übertragungsgewinne haben mit dem wahren Antennengewinn nichts zu tun, sichern aber den Quad-Systemen eine eindeutige Überlegenheit im Weitverkehr gegenüber vergleichbaren Einebenenantennen.

15.4.1. Hinweise für den Nachbau einer Swiss-Quad-Antenne

Die vertikalen Abschnitte der Antenne bestehen aus dünnen Drähten oder Litzen. Zum Bau der horizontalen Abschnitte verwendet man Leichtmetallrohre aus Legierungen, die den mechanischen Anforderungen gewachsen sind. Falls erforderlich, müssen die Rohrenden mit Kunststoffdrähten (Hechtsehnen) oder besser mit kunststoffummanteltemGlasgarnüber einen einfachen Spannturm mechanisch abgespannt werden. Um Leichtmetallrohr sauber biegen zu können, füllt man es zunächst mit trockenem Sand und verschließt dann beide Enden mit Korken. Nun biegt man das Rohr um einen festen Gegenstand mit passender Rundung. Mittelharte und harte Leichtmetallrohre müssen jedoch an der Biegestelle vorher erwärmt werden und verlieren dadurch an Festigkeit. Deshalb läßt man die Rohre besser in einer Werkstatt mit der Biegemaschine biegen.

Bild 15.15. zeigt eine Mastbefestigung, die mit einfachem Werkzeug selbst angefertigt werden kann. Ein Stück gleichschenkliges, rechtwinkliges Winkelprofil aus Leichtmetall wird mit sogenannten Schlauchbändern am Mast verschiebbar aufgespannt. Es ermöglicht die genau rechtwinklige Befestigung der sich kreuzenden Horizontalrohre mit Hilfe von leicht herstellbaren Bügeln aus Aluminiumblech. Die Kreuzungsstelle beider Diagonalrohre ist die genaue geometrische und elektrische Mitte der Antenne. Dort müssen die Rohre elektrisch miteinander und mit dem Mast verbunden sein. Bei dieser Bauart liegen

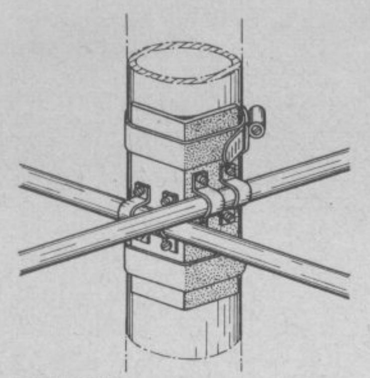


Bild 15.15. Konstruktionsvorschlag für einfache Mastbefestigung

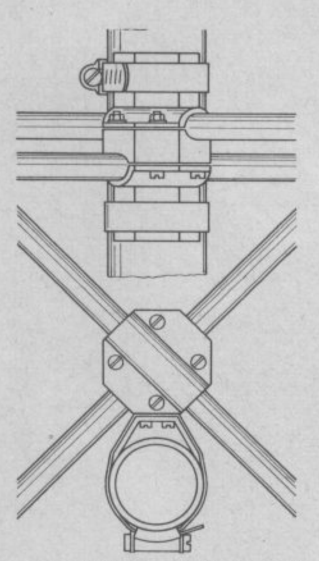


Bild 15.16. Verbesserte Mastbefestigung

die Befestigungsbügel etwas außerhalb des Kreuzungspunktes. Daher werden die Antennenrohre an diesen Stellen am besten mit einer dauerhaften Isolation versehen. Die HF-Spannungen sind dort sehr klein; es genügt also schon eine dünne Schicht.

Eine vorzügliche, für den Amateur aber nicht ganz einfach herzustellende Befestigung zeigt Bild 15.16. Dabei kann jegliche

Isolation wegfallen, weil Kreuzungsstelle, elektrischer Nullpunkt und Mastbefestigung genau zusammenfallen.

Das Speisesystem geht aus Bild 15.17. hervor. Für die Gamma- und T-Anpassung hat sich PVC-isolierter Draht gut bewährt. Der Drahtdurchmesser soll etwa dem der Speiseleitung entsprechen. Größere Drahtdicken oder gar Rohre sind unnötig. Der Abstand zwischen Speisedraht und Antennenelement ist nicht kritisch, Richtwert $\lambda/200$. Die Isolation wird nur an den Anschlußstellen entfernt.

Zum Abgleich des Swiss-Quad genügt ein geeichter Griddipper in Verbindung mit einem einfachen Stehwellenanzeigegerät. Für die ersten Abstimmversuche stellt man die T-Glieder (bzw. die Gamma-Anpassung) auf einen Mittelwert zwischen 45°-Biegung und Rohrende. Am senderseitigen Ende der Speiseleitung wird dann über eine dort angebrachte Koppelspule mit dem Griddipper die Antennenresonanz gemessen. Sie unterscheidet sich von den möglichen Kabelresonanzen durch einen geringeren und breiteren Dip, da die Antenne durch ihren Strahlungswiderstand bedämpft ist. Würde direkt an den Elementen gemessen, so könnte man nur die Eigenresonanz der Quadrate feststellen, aber nicht die eindeutige Gesamtresonanz der Antenne. Abweichungen von der gewünschten Resonanz lassen sich durch Verkürzen oder Verlängern der Vertikaldrähte korrigieren. Man fertigt deshalb die Vertikaldrähte etwas länger als erforderlich.

Zur richtigen Einstellung der T- bzw. Gamma-Abgriffe wird das Stehwellenanzeigegerät in die Speiseleitung eingeschleift. Dann erregt man die Antenne mit dem Grid-Dip-Meter in ihrer Resonanzfrequenz. Durch Verändern der Abgreifpunkte wird das niedrigste Stehwellenverhältnis eingestellt. Im allgemeinen läßt sich ein Wert des Welligkeitsfaktors von 1,2 erreichen. Da beim Verschieben der Anpassung auch die Resonanzfrequenz der Antenne etwas beeinflußt wird, sollten als Schlußkontrolle noch einmal Resonanzfrequenz und Stehwellenverhältnis überprüft werden.

Die Swiss-Quad-Antenne bietet, kurz zusammengefaßt, folgende Vorzüge:

mechanisch

- Ganzmetallkonstruktion, Gesamtsystem in sich geerdet,
- Wegfall aller Hilfsträger,
- mechanische Stabilität durch Befestigung beider Quadrate direkt am Vertikalmast,
- geringer Windwiderstand, erprobte Wetterfestigkeit gegenüber Sturm, Schnee und Eis;

elektrisch

- einfache, einwandfrei arbeitende Vollspeisung,
- geringe Stromwärmeverluste wegen gleichmäßiger Verteilung der Energie auf alle 4 Dipole und Verwendung von Rohren im Bereich hoher Ströme,
- Wegfall jeglicher Ableitungsverluste, weil alle spannungsführenden Teile frei im Raum stehen,
- alle handelsüblichen Speisekabel können angepaßt werden.

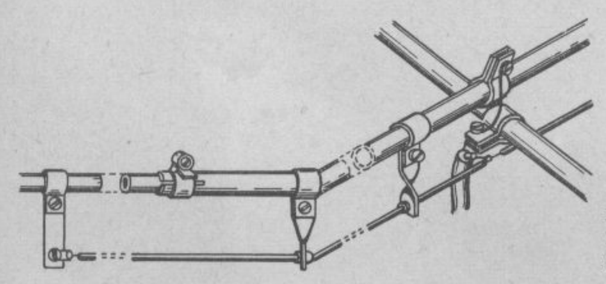


Bild 15.17
Die mechanische Konstruktion der Gamma-Anpassung

Literatur zu Abschnitt 15.

[1] *Huber, R./Paperlein, D.:* Messungen an einer 2-Element-Cubical-Quad-Antenne im UKW-Bereich, »DL-QTC«, Heft 3, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1966

[2] *Michel, W.:* Ergebnisse einiger Messungen an Cubical-Quad- und Dipolantennen, »UKW-Berichte« 6 (1966), Heft 1, Seite 16, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

Laufs, G.: Man sprach von Gewinnen um 19 dB, »UKW-Berichte« 5 (1965), Heft 2, Seite 76, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

Kharbanda, S. R.: Trends in Aerial Design for the Amateur, »RSGB-Bulletin«, March, London, W.C.1., 1958

Rumell, G. C.: More an Quad Dimensions, QST, September, West Harford, Conn., 1958

Orr, W.I.: All About Cubical Quad Antennas, Radio Publications, Inc., Wilton, Conn.

Flor, W.: Messungen an Quad-Antennen, »DL-QTC«, Heft 11, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1956

Baumgartner, R., HB9CV: Die Swiss-Quad-Antenne, DL-QTC, 1963, Heft 10, W. Körner-Verlag, Stuttgart

16. Drehrichtstrahler mit strahlungsgekoppelten Elementen

Für den Funkverkehr über große Entfernungen verwendet der Funkamateur gern drehbare Richtantennen. Zu ihrem Bau braucht man im allgemeinen Leichtmetallrohre und entsprechenden Platz auf dem Hausdach. Hinzu kommen ein stabiler Tragemast und eine zuverlässige Drehvorrichtung. Neben handwerklich-mechanischen Fähigkeiten sind gute sicherheitstechnische Kenntnisse beim Aufbau erforderlich.

Bereits ein einfacher, drehbar ausgeführter Halbwellendipol kann schon als brauchbarer Richtstrahler angesehen werden. Auf Grund seiner bidirektionalen Horizontalcharakteristik (s. Bild 3.8.) genügt ein Drehwinkel von 180°, um alle Himmelsrichtungen mit maximaler Strahlungsleistung zu erreichen.

Der Halbwellendipol wird zum unidirektionalen 2-Element-Richtstrahler, wenn man parallel zu ihm, in etwa Viertelwellenabstand einen strahlungsgekoppelten Reflektor anbringt. Dieser Reflektor ist einfach ein Stab oder Draht, etwa 5% länger als der Halbwellenstrahler und nicht mit dem Sender oder dem gespeisten Element verbunden. Solche ungespeisten Elemente, die lediglich durch die Strahlung mit dem gespeisten Element verkoppelt sind, heißen *Parasitärelemente* oder auch *Sekundärstrahler*.

Antennen mit mehreren parasitären Elementen wurden erstmalig 1926 von dem Japaner *S. Uda* (Professor an der Universität Tohoku) in japanischer Sprache und später von seinem Kollegen *H. Yagi* in englischer Sprache beschrieben. Sie werden deshalb *Yagi-Uda*-Antennen oder kurz *Yagi*-Antennen genannt.

Ein nicht gespeistes (parasitäres) Element wirkt durch induktive Phasenverschiebung als *Reflektor* (länger als das gespeiste Element) oder durch kapazitive Phasenverschiebung als *Wellenrichter* oder *Direktor* (kürzer als das gespeiste Element).

Der Leistungsgewinn, der durch parasitäre Elemente in der Hauptstrahlrichtung zu erzielen ist, hängt vom Abstand des Sekundärelementes zum gespeisten Element ab. Bild 16.1. läßt erkennen, wie sich der Reflektorabstand auf den praktisch erzielbaren Gewinn auswirkt. Demnach liegt bei einem Reflektorabstand S von rund $0{,}23\lambda$ ein breites Gewinnmaximum vor, das unter den Bedingungen der Praxis etwa 4 dB (bezogen auf einen Halbwellendipol) betragen kann. Für die Kombination gespeistes Element-Direktor ist nach Bild 16.2. der erzielbare Gewinn etwas größer, er liegt bei einem Direktorabstand S von $0{,}11\lambda$ um 4,3 dB.

Im Kurzwellenbereich werden 2-Element-Richtstrahler in den meisten Fällen mit einem Direktor als Parasitärelement ausgeführt. Das tut man weniger wegen des

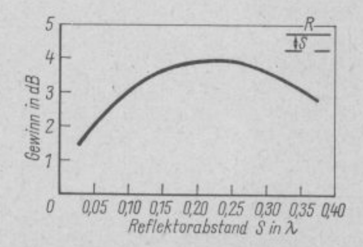


Bild 16.1. Der praktisch erreichbare Antennengewinn mit Anordnungen, bestehend aus Strahler und parasitärem Reflektor R, in Abhängigkeit vom Reflektorabstand S in λ

geringfügig höheren Gewinnes, verglichen mit einem System aus Strahler und Reflektor, denn dieser hat in der Praxis kaum Einfluß. Entscheidend für die Wahl der Kombination Strahler–Direktor ist die Tatsache, daß mit ihr schon bei einem Direktorabstand S von etwa $^1/_{10}\lambda$ maximaler Gewinn erzielt wird, während ein Reflektor dazu fast $^1/_4\lambda$ vom gespeisten Element entfernt sein müßte (vgl. Bild 16.1. mit Bild 16.2.). Außerdem ist ein Direktor um etwa 10% kürzer als ein Reflektor. Solche »Einsparungen« spielen im UKW-Bereich keine besondere Rolle, sind aber im Kurzwellenbereich schon von großer Bedeutung.

Die optimale Länge des parasitären Elementes hängt von seinem Abstand zum gespeisten Element ab. Allgemein gilt, daß ein Reflektor um so länger sein muß, je weiter er vom Strahler entfernt ist. Dagegen wird ein Direktor um so kürzer, je größer der Abstand S ist. Richtwerte für die Bemessung der Reflektorlänge in Abhängigkeit vom Reflektorabstand gibt Bild 16.3., während aus Bild 16.4. die gleichen Angaben für die Direktorlänge zu ersehen sind. Es handelt sich in diesem Falle um Näherungswerte für maximalen Gewinn. Andere Längenabmessungen ergeben sich, wenn z.B. das System besonders große Bandbreite und verhältnismäßig hohen Strahlungswiderstand haben soll. Dazu wählt man längere Reflektoren bzw. kürzere Direktoren.

Der Fußpunktwiderstand des gespeisten

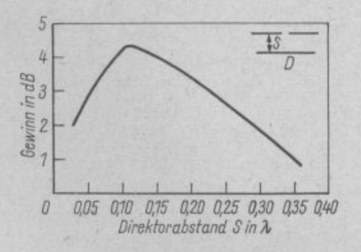


Bild 16.2. Der praktisch erreichbare Antennengewinn mit Anordnungen, bestehend aus Strahler und parasitärem Direktor D, in Abhängigkeit vom Direktorabstand S in λ

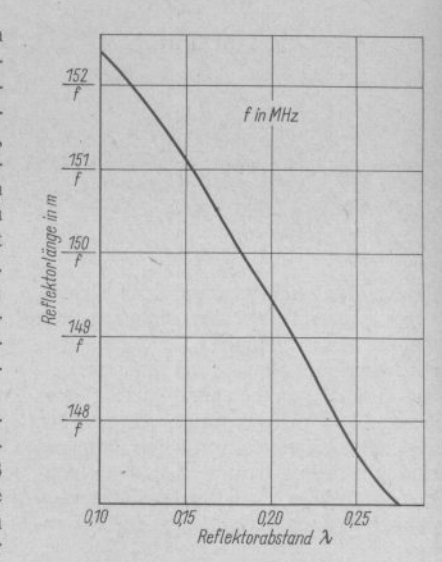


Bild 16.3. Die Reflektorlänge in Abhängigkeit vom Reflektorabstand

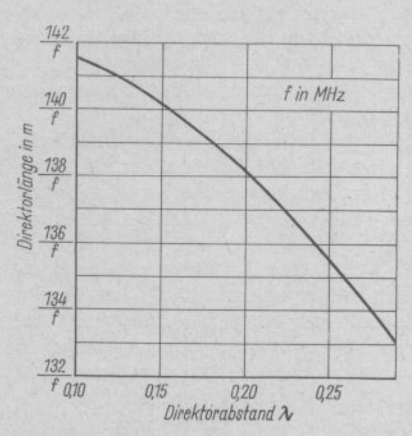


Bild 16.4. Die Direktorlänge in Abhängigkeit vom Direktorabstand

Elementes wird von den Faktoren Abstand und Länge der Elemente bestimmt. Allgemein gilt, daß der Strahlungswiderstand und damit auch der Fußpunktwiderstand um so stärker absinkt, je mehr sich das oder

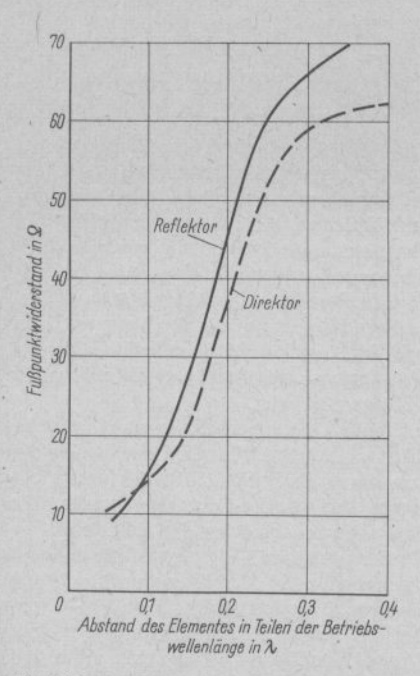


Bild 16.5. Der Widerstand im Speisepunkt eines Halbwellendipols mit Reflektor oder mit Direktor in Abhängigkeit vom Abstand des parasitären Elementes

die parasitären Elemente dem gespeisten Element nähern. Richtwerte für den zu erwartenden Fußpunktwiderstand in Abhängigkeit vom Abstand S eines Reflektors oder eines Direktors werden in Bild 16.5. gegeben. Sie haben annähernd Gültigkeit, wenn die Elementlängen für maximalen Gewinn bemessen sind. Daraus geht hervor, daß bei Elementabständen $S \leqq 0{,}1\lambda$ der Fußpunktwiderstand auf Werte $< 15\ \Omega$ absinkt. Das bedeutet, daß wegen der dabei auftretenden großen Ströme die Leiterverluste sehr ansteigen und deshalb der theoretisch mögliche Gewinn in der Praxis nicht annähernd erreicht werden kann. Gleichzeitig nimmt bei kleinen Elementabständen die Bandbreite stark ab, so daß die Resonanzbemessung des Systems kritisch wird. Verhältnismäßig große Elementabstände sind deshalb zu bevorzugen; sie ergeben nicht immer den Maximalgewinn, bewirken dafür aber einen relativ großen Strahlungswiderstand (geringere Verluste), größere Bandbreite und damit eine weniger kritische Resonanzbemessung. Bandbreite und Strahlungswiderstand lassen sich außerdem durch die Elementlängen so beeinflussen, daß auch bei verhältnismäßig kleinen Elementabständen ausreichende Bandbreiten bei relativ großen Fußpunktwiderständen zu verwirklichen sind. Damit ergeben sich bereits bei einfachen *Yagi*-Systemen sehr viele Möglichkeiten der Bemessung, die jeweils für einen bestimmten Zweck optimal sein können.

Bei Kurzwellenrichtantennen werden im allgemeinen nicht mehr als 2 Parasitärelemente verwendet, sie bestehen in diesem Falle aus dem gespeisten Halbwellendipol, einem Reflektor und einem Direktor. Es ist die kleinste Bauform einer *Yagi*-Antenne; weil sie insgesamt 3 wirksame Elemente aufweist, nennt man sie 3-Element-*Yagi*. Ausnahmen findet man hauptsächlich im 10-m-Amateurband, wo mitunter auch *Yagi*-Antennen mit mehr als 3 Elementen eingesetzt werden.

Der praktisch erzielbare Antennengewinn einer 3-Element-*Yagi* kann bis etwa 7 dB betragen. Bei den üblichen Amateurantennen im Kurzwellenbereich ist mit einem durchschnittlichen Gewinn zwischen 5,5 und 6,5 dB zu rechnen. Bild 16.6. zeigt als Beispiel den Gewinnverlauf einer 3-Element-*Yagi* bei einem feststehenden Reflektorabstand von $0{,}2\lambda$ in Abhängigkeit vom Direktorabstand.

Bei der optimalen Bemessung einer *Yagi*-Antenne müssen nicht nur Abstand und Länge der Parasitärelemente zweckentsprechend eingestellt werden, es ist auch die erforderliche Resonanzlänge des gespeisten Elementes in Abhängigkeit vom Abstand der Sekundärelemente jeweils zu verändern. Die optimale Länge des gespeisten Dipols wird um so kleiner, je mehr sich die Parasitärelemente ihm nähern. Das geht aus Bild 16.7. hervor, in dem die optimale Strahlerlänge in Abhängigkeit vom Reflektor-

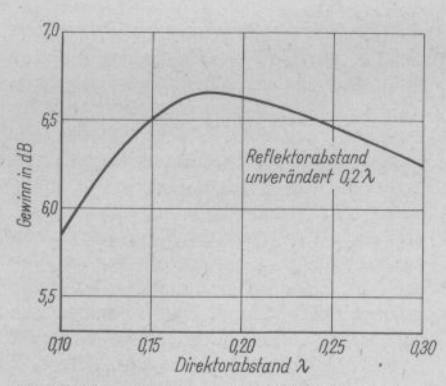


Bild 16.6. Gewinn einer 3-Element-Antenne mit einem Reflektorabstand von 0,2λ in Abhängigkeit vom Direktorabstand

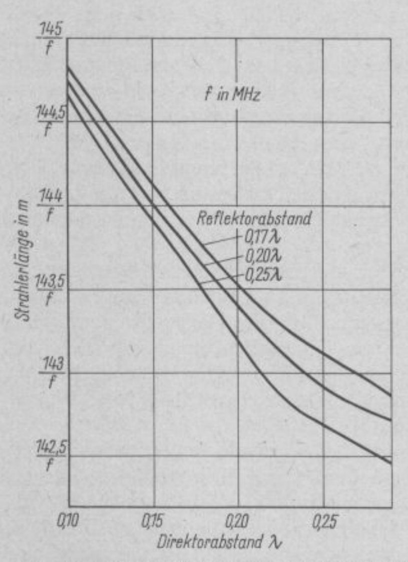


Bild 16.7. Die Länge des gespeisten Elementes einer 3-Element-*Yagi* in Abhängigkeit vom Abstand des Direktors und des Reflektors

abstand und Direktorabstand aufgeführt ist. Auch in diesem Fall handelt es sich um Richtwerte bei der Bemessung für maximalen Gewinn. Dabei ist außerdem der Schlankheitsgrad des gespeisten Elementes zu berücksichtigen.

16.1. Betrachtungen zur Wirtschaftlichkeit von Drehrichtstrahlern

Die oft aufgestellte Behauptung, daß die drehbare horizontale *Yagi* eine der wirtschaftlichsten Antennenformen für den Amateurfunkverkehr über große Entfernungen sei, mag zunächst paradox erscheinen, da diese immerhin einen beträchtlichen Aufwand an Trage- und Drehkonstruktion erfordert. Auch Leichtmetallrohr, aus dem die Elemente hergestellt werden sollten, ist nicht gerade billig.

Eine 3-Element-*Yagi*-Antenne liefert in ihrer Hauptstrahlrichtung einen Gewinn von durchschnittlich 6 dB, das entspricht einem etwa 4fachen Leistungszuwachs. Für die Praxis bedeutet das, daß z. B. ein 20-W-Sender mit einer 3-Element-*Yagi* an einem Empfangsort in der Hauptstrahlrichtung die gleiche Signalstärke wie ein 80-W-Sender mit einem Halbwellendipol erzeugt. Unter Umständen – auf die noch eingegangen wird – ist dieser Unterschied noch viel größer. Jeder Amateur weiß, daß eine Leistungserhöhung von 20 auf 80 W sehr kostspielig sein kann. Allein die Vergrößerung des Hochspannungsnetzteiles und des Modulationsverstärkers dürfte die Kosten einer Drehrichtantenne übersteigen. Außerdem verursacht eine Erhöhung der Senderleistung fast immer ein Anwachsen der BCI- und TVI-Schwierigkeiten, besonders dann, wenn die große Energie durch eine einfache Antenne praktisch nach allen Richtungen abgestrahlt wird. Gewicht und Volumen, Stromverbrauch und hohe Anodenspannungen sind weitere nachteilige Faktoren bei Amateursendern großer Ausgangsleistung.

Selbst mit 80 W wird ein Halbwellendipol nicht die gleichen guten DX-Ergebnisse bringen wie ein 20-W-Sender mit einer 3-Element-*Yagi*. Werden die vertikalen Strahlungsdiagramme beider Strahlerarten bei gleicher Aufbauhöhe über der idealen Erde miteinander verglichen, so ist festzustellen, daß der Halbwellendipol einen gro-

ßen Teil der Energie in steilem Winkel nach oben abstrahlt, während die 3-Element-*Yagi* die für den DX-Verkehr so wichtige Flachstrahlung bevorzugt (s. Abschn. 3.2.2.). Die Bilder 16.8.a, b zeigen als Beispiel das vertikale Strahlungsbild eines horizontalen Halbwellendipols (Bild 16.8.a) sowie das einer horizontalen 3-Element-*Yagi*-Antenne (Bild 16.8.b). Beide Strahler haben eine Bauhöhe von 1,25λ. Winkel und Anzahl der vertikalen Strahlungskeulen sind in beiden Fällen gleich; bei der 3-Element-*Yagi* wird jedoch der Hauptanteil der Strahlung in einem kleinen Erhebungswinkel zusammengedrängt (s. auch Bild 3.13.). Diese verstärkte Zusammendrängung der Hauptstrahlung bei flachen vertikalen Erhebungswinkeln kann im praktischen Weitverkehr außerordentlich große Unterschiede in der Signalstärke zugunsten der 3-Element-Antenne bewirken.

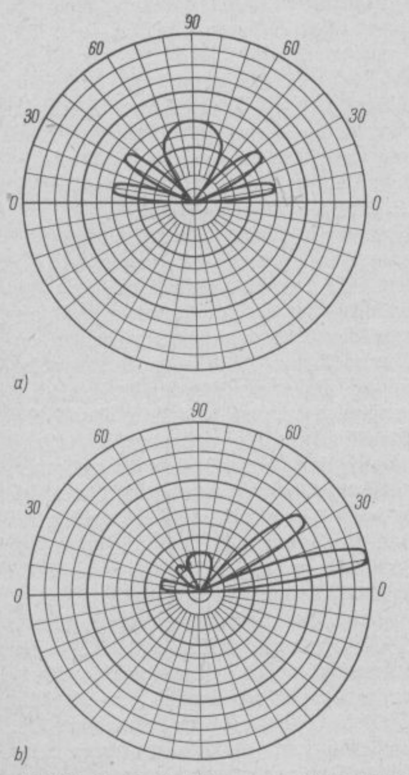


Bild 16.8. Das Vertikaldiagramm a – eines waagrechten Halbwellendipols in 1,25λ Bauhöhe, b – einer waagrechten 3-Element-*Yagi*-Antenne in 1,25λ Bauhöhe

Verwendet man den Richtstrahler gleichzeitig als Empfangsantenne – was wohl immer der Fall sein wird –, so treten dessen Vorzüge noch stärker in Erscheinung. Neben großen Signalstärken der aus der Hauptstrahlrichtung einfallenden, weit entfernten Stationen werden die näher liegenden Europastationen merklich geschwächt empfangen. Diese Erscheinung erklärt sich ebenfalls aus dem vertikalen Strahlungsdiagramm. Der vertikale Einfallswinkel einer verhältnismäßig nahe liegenden Station ist groß, während DX-Stationen die Empfangsantenne unter flachem Einfallswinkel erreichen (s. Ausbreitung, Abschn. 2.). Bild 16.8.b läßt erkennen, daß die 3-Element-*Yagi* im Gegensatz zum Halbwellendipol (Bild 16.8.a) flache Einfallswinkel stark bevorzugt empfängt und den Empfang von Signalen aus großen Einfallswinkeln unterdrückt. Die gute Bündelung in der Horizontalebene bewirkt, daß praktisch nur Signale aus der Hauptstrahlrichtung lautstark empfangen werden. Dieser Umstand ist bei der heutigen Überfüllung der Amateurbänder besonders bedeutungsvoll, denn man hat mit dem Richtstrahler die Möglichkeit, auch geschwächte Signale aus dem »globalen QRM« herauszupeilen.

Die alte Amateurweisheit: »Man kann nur so weit senden, wie man auch empfangen kann«, ist heute noch vollgültig. Was nützt es, wenn bei der Gegenstelle ein starkes Signal erzeugt wird, aber infolge »Europa-QRM« sich die Antwort des weit entfernten Partners nicht aufnehmen läßt? In solchen Fällen versagen oftmals selbst die trennschärfsten Großempfänger, während ein guter Richtstrahler in Verbindung mit einem mittleren Empfänger diese Schwierigkeiten häufig noch meistert. Der »Beam« führt dem Empfängereingang praktisch nur einen Bruchteil des am Empfangsort vor-

handenen Signalgemisches zu, dieses jedoch verstärkt und aus einem bestimmten Richtsektor kommend. Zudem wird – wie schon erwähnt – die unter steilen Einfallswinkeln eintreffende Strahlung störender Europastationen von einem Richtstrahler auf Grund seiner Strahlungscharakteristik bereits wirksam unterdrückt.

Die Rückdämpfung erreicht bei einem 3-Element-Richtstrahler im Sende- und im Empfangsbetrieb 15 bis 20 dB und ist sehr vom vertikalen Einfallswinkel der Strahlung abhängig. Die Dämpfung der beiden Seitenminima kann bis etwa 30 dB betragen.

Die hervorstechendsten Vorzüge von Drehrichtstrahlern mit parasitären Elementen bestehen in mechanischer Hinsicht hauptsächlich darin, daß nur ein gespeistes Element vorhanden ist und deshalb jegliche »Verdrahtung« entfällt. Wer die Fragwürdigkeit von Lötverbindungen kennt, die zu allen Jahreszeiten der Witterung ausgesetzt sind, wird diesen Umstand zu schätzen wissen. Ein weiterer großer Vorzug ist die Möglichkeit der Ganzmetallbauweise. Dabei werden alle Elemente und Metallträger direkt geerdet. Es gibt dann keine statischen Aufladungen, und man ist der Sorgen um den Blitzschutz weitgehend enthoben.

16.2. Horizontale 2-Element-Drehrichtstrahler

Der horizontale 2-Element-Richtstrahler wird hauptsächlich für das 20-m-Amateurband verwendet, denn ein 3-Element-Beam ist bei dieser Wellenlänge oft schon zu umfangreich. Eine solche Antenne kann in 2 Arten konstruiert werden, entweder als Kombination von Strahler mit Reflektor oder in der Anordnung Strahler–Direktor. Aus erwähnten Gründen wird die letztere bevorzugt.

Bild 16.9. zeigt das Aufbauschema eines 2-Element-Richtstrahlers, es bezieht sich auf die in Tabelle 16.1. enthaltenen geometrischen Abmessungen.

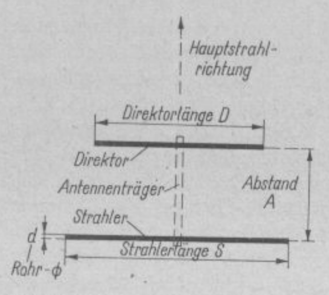


Bild 16.9. Schema des 2-Element-Richtstrahlers für Bemessung nach Tabelle 16.1.

Der horizontale Öffnungswinkel α_E solcher 2-Element-Strahler beträgt etwa 75°, der vertikale Öffnungswinkel α_H um 130°, vorausgesetzt, daß man die Antenne in großer Höhe aufgebaut hat. Bei Erdbodennäherung, die bei den im Kurzwellenbereich eingesetzten Horizontalantennen praktisch immer gegeben ist, verändert sich das *H*-Diagramm entsprechend den in Abschnitt 3.2.2.1. genannten Angaben.

Mit den in Tabelle 16.1. aufgeführten Abmessungen kann ein Antennengewinn von etwa 4 dB erreicht werden. Abhängig vom Einfallswinkel der empfangenen Strahlung liegt die Rückdämpfung zwischen annähernd 7 und 15 dB. Die Resonanzfrequenzen sind so gewählt, daß im Telegrafiebereich der Amateurbänder 15, 20 und 40 m der Welligkeitsfaktor einer angepaßten Speiseleitung den Wert 1,3 nicht überschreitet; er steigt am hochfrequenten Bandende bis maximal 1,7 an. Die Ausführung für das 10-m-Band mit der Resonanzfrequenz von 28500 kHz weist im Bereich von 28000 bis 29000 kHz eine Welligkeit $<1{,}3$ auf; sie steigt am hochfrequenten Bandende (29700 kHz) auf den Faktor 2 an. Bei der Bemessung für den Telegrafieteil des 10-m-Bandes ist nur ein Bereich von 200 kHz (28000 bis 28200 kHz) zu bestreichen. Die Bandbreite kann deshalb zugunsten eines leichten Gewinnanstieges eingeengt werden, wobei die Welligkeit auf der angepaßten Speiseleitung innerhalb des Telegrafieteiles den Faktor 1,2 nicht übersteigt. Will man

Tabelle 16.1. Bemessungsunterlagen für 2-Element-Richtstrahler nach Bild 16.9.

Amateurband	40 m	20 m	15 m
Resonanzfrequenz	7050 kHz	14150 kHz	21200 kHz
Länge *S*	20,53 m	10,24 m	6,83 m
Länge *D*	19,37 m	9,66 m	6,34 m
Abstand *A*	5,18 m	2,59 m	1,70 m
Durchmesser *d*	50 mm	35 ··· 40 mm	25 mm
Strahlungswiderstand	18 Ω	18 Ω	18 Ω
Amateurband	10 m	10 m	10 m
Resonanzfrequenz	28500 kHz	28100 kHz (Telegrafieteil)	29000 kHz (Telefonieteil)
Länge *S*	5,03 m	5,16 m	4,95 m
Länge *D*	4,66 m	4,86 m	4,58 m
Abstand *A*	1,28 m	1,31 m	1,26 m
Durchmesser *d*	35 ··· 40 mm	25 mm	35 ··· 40 mm
Strahlungswiderstand	20 Ω	18 Ω	20 Ω

die Antenne ausschließlich für den Telefonieverkehr verwenden, so empfiehlt es sich, die Resonanz etwa in die Mitte des Telefoniebereiches bei 29000 kHz zu verlegen. Der Welligkeitsfaktor wird dann über die Breite des Telefoniebereiches (28200 bis 29700 kHz) nicht größer als 1,6.

Die vorstehenden Angaben sind nur dann gültig, wenn sich die Antenne mindestens $\lambda/2$ oder höher über dem Erdboden befindet. In diesem Fall wird die Abweichung von der vorherberechneten Resonanzfrequenz nicht größer als 50 kHz sein. Ist die Antennenhöhe $<\lambda/2$, so verschiebt sich die Resonanz infolge der größeren Erdkapazität in Bodennähe nach unten. Es kann dann beispielsweise eine für 21200 kHz berechnete Antenne eine tatsächliche Resonanzfrequenz von 20800 kHz haben. Wie bereits angeführt, verursachen geringe Bauhöhen außerdem eine Anhebung des vertikalen Erhebungswinkels und heben damit die guten DX-Eigenschaften des Richtstrahlers zum Teil wieder auf.

Hindernisse in Antennennähe rufen oft unvorhergesehene Reflexions- und Absorptionserscheinungen hervor. Besonders unangenehm wirken z.B. Netzfreileitungen, Fernsprechleitungen, Hochspannungsmaste, Dachrinnen, Blitzableiter usw. Meistens stören solche Objekte aber oft nur, wenn die Hauptstrahlrichtung der Antenne zum betreffenden Hindernis zeigt. Je nach Art und Entfernung des »Störenfrieds« muß dann mit einer mehr oder weniger großen Verschlechterung der Antenneneigenschaften in einem bestimmten Richtsektor gerechnet werden.

Es sei noch erwähnt, daß der Durchmesser der Elementrohre sowohl die Resonanzfrequenz als auch die Bandbreite der Antenne beeinflußt. Dünnere Rohre erfordern eine geringe Verlängerung der Elemente, dabei wird aber die Bandbreite der Antenne kleiner. Dickere Rohre müssen etwas verkürzt werden; die Bandbreite steigt etwas an. Dieser Umstand ist jedoch nur dann zu berücksichtigen, wenn die Abweichung vom vorgeschriebenen Rohrdurchmesser mehr als 50% beträgt.

16.3. Horizontale 3-Element-*Yagi*-Antennen

Eine weitere Verbesserung der Strahlungseigenschaften wird erzielt, wenn man dem 2-Element-Richtstrahler noch ein Parasitärelement – diesmals einen Reflektor – hinzufügt. Solche 3-Element-*Yagi*-Antennen

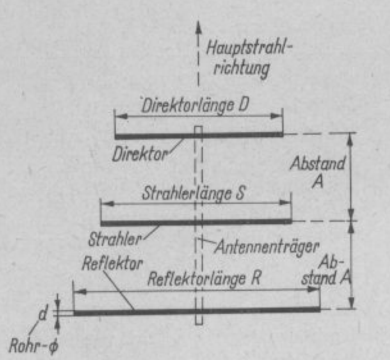


Bild 16.10. Schema der 3-Element-*Yagi*-Antenne für Bemessung nach Tabelle 16.2.

sind für den 10-m- und 15-m-Betrieb noch leicht zu bauen, während dieser Beam für das 20-m-Band infolge seiner Größe bereits an der Grenze des mit amateurmäßigen Mitteln Erreichbaren liegen dürfte.

Bild 16.10. erklärt die Bemessungsangaben für 3-Element-*Yagi*-Antennen, die in Tabelle 16.2. aufgeführt sind.

Bei der für das 15-m-Amateurband bemessenen Antenne ist die Welligkeit der angepaßten Speiseleitung über die Breite dieses Bandes < 1,4. Für das 10-m- und das 20-m-Band werden mehrere Ausführungen angegeben, die sich – entsprechend dem vorgesehenen Verwendungszweck – durch ihre Resonanzfrequenz innerhalb des Bandes unterscheiden. Im übrigen gelten auch für die 3-Element-*Yagi* die beim 2-Element-Strahler gegebenen Erklärungen über den Einfluß von Aufbauhöhe und Schlankheitsgrad der Elemente auf die Antenneneigenschaften.

Der Antennengewinn der aufgeführten 3-Element-*Yagi*-Antennen beträgt bis etwa 6,5 dB, die Rückdämpfung liegt bei 15 dB und höher. Es kann mit einem horizontalen Öffnungswinkel α_E von etwa 65° gerechnet werden, der vertikale Öffnungswinkel α_H beträgt annähernd 110°. Wegen der in der Praxis immer vorhandenen Erdbodennähe ist das Vertikaldiagramm jedoch aufgeblättert (s. Abschn. 3.2.2.1.).

Wird die 20-m-Ausführung für eine Resonanzfrequenz von 14150 kHz bemessen, beträgt die Welligkeit der angepaßten Speiseleitung innerhalb des Telegrafieteiles < 1,4, sie steigt am hochfrequenten Bandende auf etwa 1,8 an. Bei der für den Telegrafieteil bemessenen Konstruktion (Re-

Tabelle 16.2. Bemessungsunterlagen für 3-Element-Yagi-Antennen nach Bild 16.10.

Amateurband	20 m	20 m	20 m
Resonanzfrequenz	14150 kHz	14050 kHz	14250 kHz
Verwendung	ganzes Band	Telegrafieteil	Telefonieteil
Länge *S*	10,19 m	10,26 m	10,12 m
Länge *D*	9,58 m	9,69 m	9,52 m
Länge *R*	10,79 m	10,87 m	10,72 m
Abstände *A* je	3,02 m	3,04 m	3,00 m
Durchmesser *d*	35 ··· 40 mm	35 ··· 40 mm	35 ··· 40 mm
Strahlungswiderstand	20 Ω	20 Ω	20 Ω
Amateurband	15 m	10 m	10 m
Resonanzfrequenz	21200 kHz	28200 kHz	29000 kHz
Länge *S*	6,83 m	5,13 m	4,99 m
Länge *D*	6,40 m	4,71 m	4,51 m
Länge *R*	7,22 m	5,46 m	5,31 m
Abstände *A* je	1,98 m	2,00 m	1,95 m
Durchmesser *d*	25 mm	35 ··· 40 mm	35 ··· 40 mm
Strahlungswiderstand	20 Ω	22 Ω	22 Ω

sonanzfrequenz 14050 kHz) ist die Welligkeit < 1,2, wird diese Antenne am hochfrequenten Bandende betrieben, muß mit einem Welligkeitsfaktor von 2,5 gerechnet werden. Die Ausführung mit der Resonanzfrequenz 14250 kHz zeigt über den ganzen Telefonieteil des Bandes eine Welligkeit < 1,3; sie steigt auf etwa den Faktor 2 an, wenn die Antenne am niederfrequenten Bandanfang arbeitet.

Die 10-m-Ausführung mit der Resonanzfrequenz 28200 kHz hat im Telegrafieteil des Bandes eine maximale Welligkeit von 1,3, die in einem Frequenzintervall von 28000 bis 28500 kHz eingehalten wird. Ist die Resonanzfrequenz für 29000 kHz bemessen, erreicht man über die ganze Breite des Telefoniebereiches auf der angepaßten Speiseleitung einen Welligkeitsfaktor ≦ 1,8. Er steigt am niederfrequenten Bandanfang (28000 kHz) auf 2 an.

16.4. Die Speisung der Drehrichtstrahler

Alle in diesem Abschnitt vorgeschlagenen Drehrichtstrahler haben einen Strahlungswiderstand (Fußpunktwiderstand) von rund 20 Ω. Eine direkte Speisung der Strahler ist nicht möglich, weil verlustarme Speiseleitungen mit einem Wellenwiderstand von 20 Ω technisch nicht darstellbar sind. Da aus mechanischen Gründen das gespeiste Element in seiner geometrischen Mitte möglichst nicht unterbrochen werden soll, scheiden Anpassungsglieder wie Viertelwellentransformator oder Stichleitung aus. Würde man über ein T-Glied anpassen (s. Abschnitt 6.2.), könnte man die Ganzmetallbauweise beibehalten. Wenn schon ein hochwertiger Richtstrahler errichtet wird, sollte man auch an der Speiseleitung nicht sparen. Aus erwähnten Gründen kommt für die Speiseleitung nur ein Koaxialkabel in Frage. Dieses müßte aber am Speisepunkt des T-Gliedes durch einen Viertelwellensperrtopf oder einen anderen Symmetriewandler symmetriert werden. Das wäre ein umständlicher Weg, der großen Materialaufwand erfordern würde.

Eine nahezu ideale Lösung des Anpassungsproblems besteht in der Verwendung einer Gamma-Anpassung (s. Abschn. 6.3.) oder deren verfeinerter Bauform, der Omega-Anpassung (s. Abschn. 6.4.). Trotz ihrer einfachen Ausführung ist die Gamma-Anpassung keineswegs eine Behelfslösung, sondern tatsächlich die mechanisch und elektrisch günstigste Art, einen Rohrbeam mit durchgehendem Strahlerelement an ein beliebiges Koaxialkabel anzupassen. Alle Einzelheiten über die Gamma-Anpassung und ihre Gestaltung kann man aus Abschnitt 6.3. in Verbindung mit Bild 6.4. sowie Tabelle 6.1. ersehen. Die Angaben in Tabelle 6.1. können für die beschriebenen Drehrichtstrahler direkt verwendet werden, da sie für ein Widerstands-Übersetzungsverhältnis von 1 : 3 bemessen sind. Die ebenso geeignete Omega-Anpassung, deren Anpassungsrohre nur die halbe Länge der Gamma-Anpassung aufweisen, wird in Abschn. 6.5. mit den Bildern 6.5. und 6.6. ausführlich beschrieben. Sie bietet außerdem noch den Vorteil einer bequemeren Abstimmöglichkeit.

16.5. Der Antennenträger

Der Ganzmetallbauweise kommt die Tatsache entgegen, daß Halbwellenelemente in ihrer geometrischen Mitte – also im Spannungsminimum – ohne Nachteil direkt mit einem metallischen Elementträger verbunden werden können. Ein solcher Richtstrahler benötigt keine Isolatoren, bietet den geringsten Windwiderstand, ist verhältnismäßig leicht und trotzdem sehr stabil. Leider bereitet es Schwierigkeiten, ein allen Anforderungen genügendes Trägerrohr ausreichender Länge zu beschaffen. Geeignete Leichtmetallrohre finden im Flugzeugbau Verwendung. Sie werden auch im Bauwesen zum Gerüstbau eingesetzt. Für die Leichtmetallgerüstrohre gibt es passende Armaturen wie T-Stücke, Winkelstücke usw.

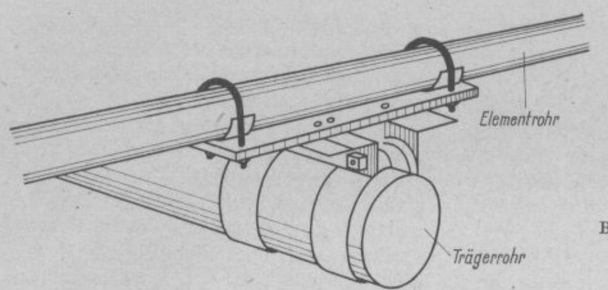


Bild 16.11. Konstruktionsvorschlag für eine Verbindungsarmatur

Die stabile Befestigung der Elementrohre auf dem Träger *(Boom)* erfolgt durch geeignete Schellen, die jeder Schlosser anfertigt. Ein Durchbohren der Elemente ist aus Festigkeitsgründen unbedingt zu vermeiden. Bild 16.11. zeigt als Beispiel, wie man ein Elementrohr mit dem Trägerrohr stabil verbinden kann, ohne daß die Rohre durchbohrt werden. Alle Eisenteile sind mit einem guten Oberflächenschutz zu versehen.

Der VEB *Antennenwerk* Bad Blankenburg stellt unter der Bezeichnung *Antennenhalter* die in Bild 16.12. gezeigten Haltearmaturen her. Es werden 2 Ausführungen geliefert: für Rohrdurchmesser bis 42 mm ($1^1/_4$ Zoll) und bis 70 mm ($2^1/_2$ Zoll). Die Antennenhalter sind mit einem Oberflächenschutz versehen und eignen sich gut für die Befestigung nicht zu langer Elemente auf dem Antennenträger.

Erfordert die Erhöhung der Stabilität Verspannungen z.B. bei übermäßigem Durchhang der Elemente, kann zum Verspannen *Dederon*-Draht verwendet werden. Er ist reißfest, isoliert ausgezeichnet und verwittert nicht. Haushaltwarengeschäfte bieten *Dederon*-Draht, etwa 2,5 mm dick, als Wäscheleinen an. Noch besser eignet sich Glasgarn (mit Kunststoff ummantelt), da es sich nicht ausdehnt.

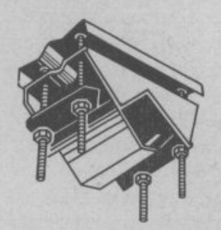


Bild 16.12. Antennenhalter des VEB *Antennenwerk* Bad Blankenburg

16.6. Die Befestigung des Richtstrahlers auf dem Tragemast

Als Mastrohre eignen sich Stahlrohre entsprechenden Durchmessers (Wasserleitungsrohr verzinkt, Gasrohr, Siederohr usw.). Manchmal sind auch dazu passende Flanschstücke erhältlich. Wie Bild 16.13. als Beispiel zeigt, wird auf das Mastrohrende ein möglichst großflächiger Flansch geschraubt, der mit einer kräftigen Stahlblechwanne verschweißt ist. Diese Wanne bildet das Ruhelager für den waagrechten Elementträger, den man mit 2 kräftigen Bolzen in seiner endgültigen Lage fixiert. Die Schraubverbindung am Flansch ist gegen unbeabsichtigtes Lösen zu sichern.

Diese Ausführung hat den Vorteil, daß der fertig montierte Richtstrahler senkrecht am Mast hochgezogen werden kann, bis sich das im Schwerpunkt durchbohrte Trägerrohr in der Höhe der Bohrung des Wannenstückes befindet. Mit dem durchgesteckten Bolzen wird der Boom vorerst in der in Bild 16.14. dargestellten Lage festgelegt.

Dann klappt man die Antenne in die waagrechte Lage um und sichert sie dort

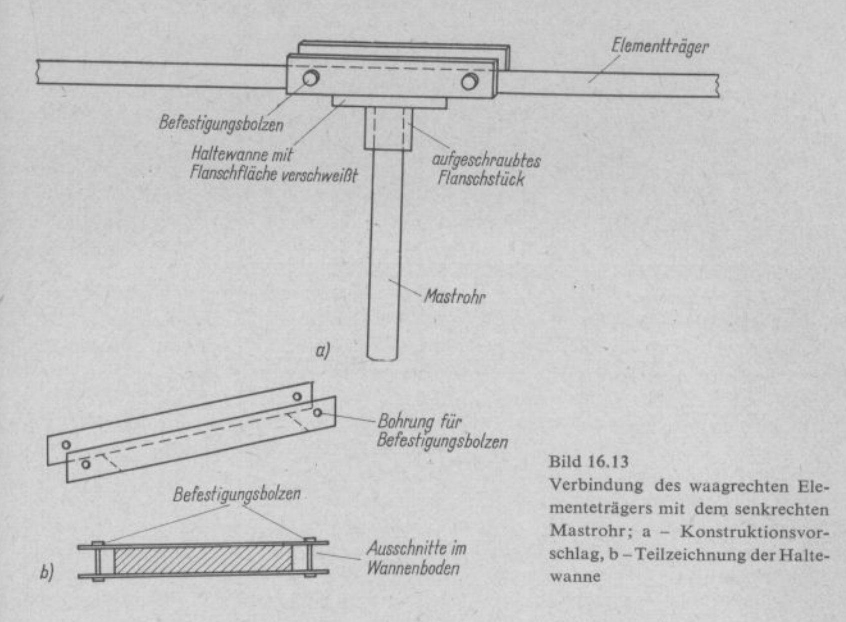


Bild 16.13
Verbindung des waagrechten Elementeträgers mit dem senkrechten Mastrohr; a – Konstruktionsvorschlag, b – Teilzeichnung der Haltewanne

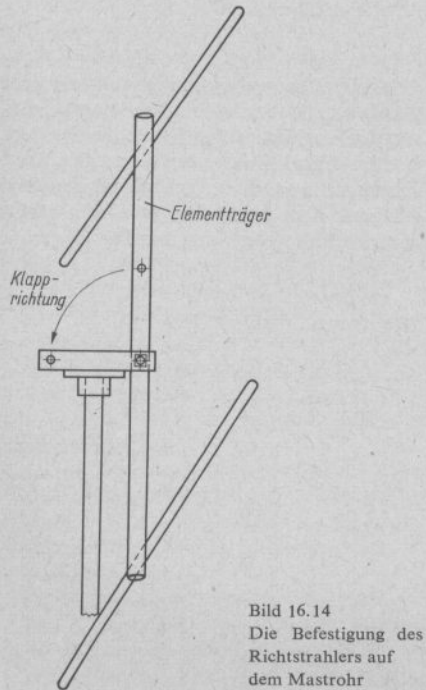


Bild 16.14
Die Befestigung des Richtstrahlers auf dem Mastrohr

durch den 2. Bolzen. Neben der einfachen Montage hat eine solche Konstruktion den großen Vorzug, daß der ganze Richtstrahler durch Entfernen des einen oder des anderen Bolzens jederzeit in eine senkrechte Lage an den Mast herangeklappt werden kann. Dadurch lassen sich notwendige Arbeiten an der Antenne bequem durchführen.

16.7. Holzkonstruktionen als Elementeträger

In vielen Fällen ist der Amateur gezwungen, die Elemente seiner Richtantenne einer Tragekonstruktion aus Holz anzuvertrauen. Gut abgelagertes, astfreies Kiefern- oder Fichtenholz bildet das geeignete Baumaterial. Von den vielen Möglichkeiten, stabile Holzträger anzufertigen, wurde eine herausgegriffen. Bild 16.15. zeigt ein leicht herzustellendes Tragegerüst.

Die Befestigung der Elemente auf der Holzkonstruktion erfolgt mit kleinen Standisolatoren. Die Elemente können aber auch

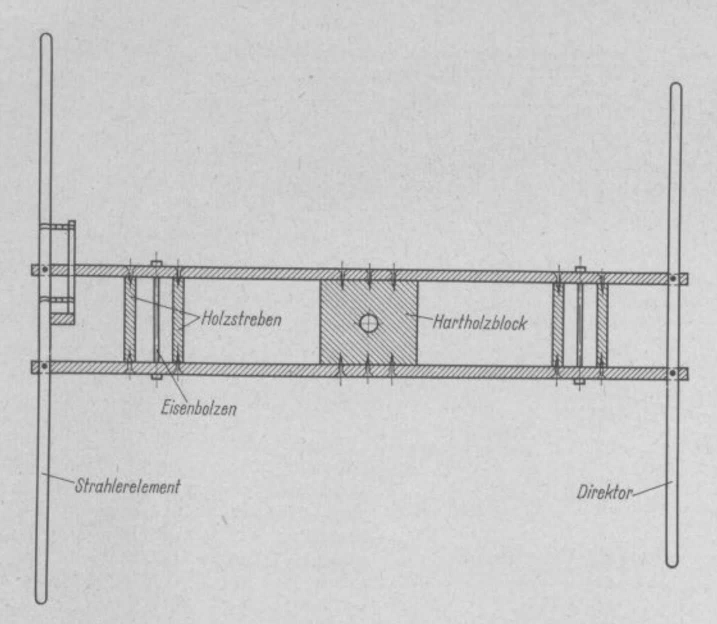


Bild 16.15. Holzkonstruktion als Tragegerüst für einen 2-Element-Richtstrahler

ohne besondere Nachteile durch einfache Schellen auf dem Holzträger befestigt werden, wobei man die Elemente an der Befestigungsstelle mit einer dünnen *Polyäthylen*-Folie umwickelt. Der in der Mitte befindliche Hartholzblock dient der Aufnahme des Tragemastes. Ein Blechbeschlag, der Hartholzblock und Längsträger umfaßt, erhöht im Bedarfsfall die Festigkeit. Um eine längere Lebensdauer der Konstruktion zu gewährleisten, ist eine gründliche Imprägnierung erforderlich. Auch dabei kann aus Gründen des Blitzschutzes die Ganzmetallbauweise durchgeführt werden. Zu diesem Zweck verbindet man die geometrischen Mitten der Elemente über ein breites Metallband oder einen kräftigen Draht miteinander. Dieser Erdungsleiter wird mit dem tragenden, geerdeten Stahlmast kontaktsicher verschraubt.

Literatur zu Abschnitt 16.

Orr, W.I.: beam antenna handbook, 2nd edition, Radio Publications, Inc., Wilton, Conn., 1966

17. Richtantennen mit verkürzten Elementen

Richtstrahler mit verkleinerten Abmessungen erregen das gesteigerte Interesse solcher Amateure, die sich aus Platzmangel oder aus anderen Gründen keinen umfangreichen »Normal-Beam« leisten können. Es sind verschiedene Konstruktionen bekannt, die mit mehr oder weniger stark verkürzten Elementen arbeiten, sie werden im Amateurjargon allgemein als »*Minibeam*« oder – wenn es sich um besonders kleine Ausführungen handelt – als »*Vest-Pocket-Beam*« (engl.: Westentaschenrichtstrahler) bezeichnet.

Grundsätzlich läßt sich jede Antenne mechanisch beliebig stark verkürzen, wenn man gleichzeitig dafür sorgt, daß der durch die Verkürzung bedingte Verlust an Induktivität und Kapazität in anderer Weise so ersetzt wird, daß die ursprüngliche Antennenresonanz wieder eintritt. In den meisten Fällen kompensiert man die geometrische Antennenverkürzung durch Induktivitäten (Spulen oder Leitungsabschnitte), die an der Stelle eines *Strommaximums* oder in dessen Nähe eingesetzt werden. Seltener verwendet man kapazitive Belastungen, die als Endkapazitäten in der Form von Blechscheiben oder anderen Strukturen großer Umgebungskapazität am Strahlerende im *Spannungsmaximum* angefügt werden.

Eine Verkürzung der natürlichen Strahlerlänge bedingt *immer* eine mehr oder weniger große Verschlechterung der Antenneneigenschaften; wäre das nicht der Fall, gäbe es keine besonderen Antennenprobleme mehr. Vor allem bewirkt eine Verkürzung der Antenne einen Gewinnabfall und eine Verkleinerung der Bandbreite.

Als Faustregel gilt, daß die Bandbreite und der Strahlungswiderstand mit dem Quadrat des Verkürzungsgrades abfallen. Das bedeutet, daß z.B. die Verkürzung eines Dipols auf $^2/_3$ seiner natürlichen Länge den Abfall des Strahlungswiderstandes und der Bandbreite auf etwa $^4/_9$ des Normalwertes bewirkt.

Der Gewinnabfall wird in erster Näherung dadurch verursacht, daß man einen Abschnitt des strahlenden Elementes durch eine Spule ersetzt, deren Strahlungsfeld räumlich viel kleiner ist als das des ersetzten Leiterabschnittes. Dadurch wird die Ausdehnung des elektromagnetischen Feldes um die Antenne insgesamt verkleinert und deshalb die Wirksamkeit der Abstrahlung verringert. Im Empfangsfall kann ein Antennenleiter dem ihn umgebenden elektromagnetischen Feld nur die Energie entnehmen kann, die seiner Wirkfläche entspricht. Da eine räumliche Verkürzung der Antenne gleichbedeutend mit einer Verkleinerung der Wirkfläche ist, muß auch die aufgenommene Empfangsenergie geringer sein.

Die verringerte Abstrahlung bzw. verkleinerte Wirkfläche ist mit einem Absinken des Strahlungswiderstandes verbunden. Dadurch wird die Bandbreite eingeengt, und die Leiterverluste steigen an (große Ströme!). Bei Richtantennen mit parasitären Elementen ist der Strahlungswiderstand ohnehin meist klein, bei Verkürzung der Elemente kann er beispielsweise auf 5 Ω absinken. Beträgt der – vorwiegend durch die Verlängerungsspulen eingebrachte – Verlustwiderstand ebenfalls 5 Ω (ein durchaus realer Wert!), ist der Wirkungsgrad nur noch 50%. Um diese zusätzlichen Leiterverluste so gering als möglich zu halten,

müssen die Verlängerungsspulen von extrem hoher Güte sein. Wegen der im Strombauch fließenden, bei kleinem Strahlungswiderstand besonders hohen Ströme muß die Leiteroberfläche der Verlängerungsspulen möglichst groß und von sehr guter Leitfähigkeit sein (Skin-Effekt!). Es bringt auch wenig Nutzen, wenn man die Spule verlegt; dann wird ihre Verlängerungswirkung geringer, folglich müssen mehr Wdg. angebracht werden, und im Endeffekt sind deshalb die Verluste auch nicht geringer.

Durch Verlängerungsspulen in der Antenne wird außerdem die sinusförmige Strom- und Spannungsverteilung auf dem Strahler gestört und dadurch die Richtwirkung beeinträchtigt. Die einzige Eigenschaft, die bei einem räumlich verkürzten Richtstrahler weitgehend erhalten bleibt, ist dessen Rückdämpfung. Wenn ein guter Antennenwirkungsgrad eine untergeordnete Rolle spielt, aber Kleinheit der Richtantenne und Peilfähigkeit gefordert werden (z.B. bei Fuchsjagdantennen), können räumlich verkürzte Strahler Vorteile bringen. Kurzwellenantennen für den Mobilbetrieb muß man fast immer durch Verlängerungsspulen zur Resonanz bringen, und wenn schließlich keine Möglichkeit besteht, einen Richtstrahler voller Länge aufzubauen, ist ein »Minibeam« immer noch besser als eine andere Behelfsantenne.

Verlängerungsspulen im Strombauch können mit Vorteil durch lineare Verlängerungselemente ersetzt werden, wie ein von der Firma *Hy-Gain* hergestellter 40-m-Beam mit längenverkürzten Elementen zeigt. Das gespeiste Element dieser Antenne ist in Bild 17.1. dargestellt. Durch das Einfügen von haarnadelförmigen Verlängerungsschleifen – sie bestehen aus etwa 2 mm dickem Kupferdraht – wird in diesem Fall erreicht, daß die Gesamtlänge eines Halbwellenelementes für das 40-m-Band statt etwa 20,50 m nur rund 13,50 m beträgt. Das ist eine Verkürzung auf etwa 65% der Normallänge. Die linearen Verlängerungsstücke verursachen vergleichsweise kleinere Verluste als die üblichen Verlängerungsspulen; auch das Absinken des Strahlungswiderstandes scheint geringer zu sein; denn es wird für einen auf die Weise verkürzten 2-Element-Richtstrahler eine maximale Welligkeit < 2 über die ganze Breite des 40-m-Bandes angegeben.

Strahlerverkürzende Endkapazitäten setzt man vorwiegend bei Vertikalstrahlern in Form einer Dachkapazität ein. An horizontalen Drehrichtstrahlern werden sie nur selten angebracht, weil sie die Strahlerenden beschweren und deshalb mechanisch zu stark belasten (Hebelwirkung!).

17.1. Der *VK2AOU*-Miniaturbeam

Von *VK2AOU* wurde die Beschreibung eines verkürzten 3-Element-Richtstrahlers für das 20-m-Band veröffentlicht, der für den Nachbau besonders geeignet ist, zumal sehr ausführliche Bemessungswerte angegeben werden.

Gegenüber einer normalen 3-Element-*Yagi*-Antenne für das 20-m-Band wurde bei dieser Ausführung der Flächenbedarf von annähernd 65 m² auf etwa 32 m² gesenkt. Verglichen mit einem 2-Element-Beam üblicher Abmessungen, dürfte der Miniaturbeam nach *VK2AOU* etwa gleichen Antennengewinn bei geringerer Bandbreite, jedoch größerer Rückdämpfung erreichen. Bild 17.2. zeigt den Miniaturbeam in schematischer Darstellung mit den von *VK2AOU* angegebenen Abmessungen.

Die für die einzelnen Elemente genannten Resonanzfrequenzen werden mit dem Grid-Dip-Meter festgestellt und sind gültig, wenn sich der Richtstrahler in seiner Be-

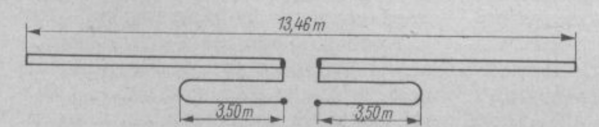


Bild 17.1. Längenverkürztes 40-m-Element mit Verlängerungsschleife

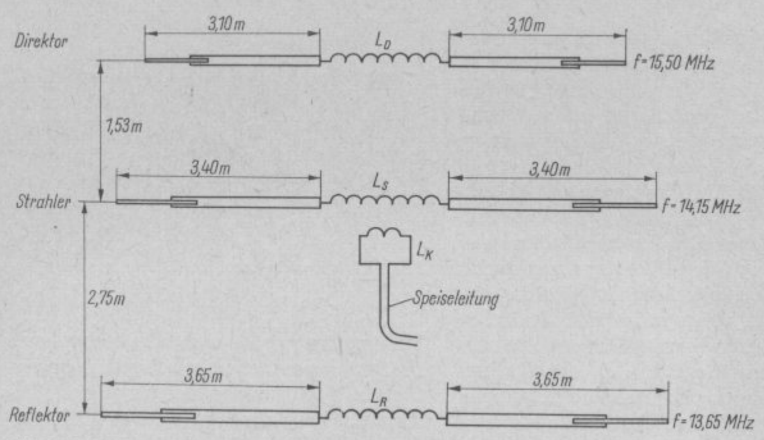


Bild 17.2. 3-Element-Miniaturbeam für das 20-m-Band nach *VK2AOU*
Abmessungen der Verlängerungsspulen
L_D = 9 Wdg., Spulenlänge 6,5 cm, Spulendurchmesser 6 cm
L_S = 11 Wdg., Spulenlänge 8,0 cm, Spulendurchmesser 6 cm
L_R = 10 Wdg., Spulenlänge 7,5 cm, Spulendurchmesser 6 cm
L_K = 3 Wdg., Spulenlänge 5,0 cm, Spulendurchmesser 10 cm
(L_K ist freitragend über L_S gewickelt)
Spulendrähte: Al oder Cu oder CuAg ≧ 3 mm Durchmesser für L_D, L_S, L_R; Cu oder CuAg ≧ 3 mm Durchmesser für L_K

triebshöhe befindet. Es ist natürlich sehr unbequem – wenn nicht sogar unmöglich –, die bereits auf hohem Mast montierte Antenne genau abzugleichen. *VK2AOU* hat deshalb den gesamten Abgleich vom Erdboden aus durchgeführt. Zu diesem Zweck wurde der gesamte Miniaturbeam mit seinem Schwerpunkt auf einer Stehleiter etwa 1,80 m über dem Erdboden befestigt und in dieser »Betriebshöhe« abgeglichen. Selbstverständlich muß bei einer solchen Methode der kapazitive Einfluß der nahen Erdoberfläche berücksichtigt werden. Bei gut leitendem Tonboden ergab sich eine Frequenzverschiebung von annähernd 300 kHz nach tieferen Frequenzen hin. Bei weniger gut leitenden Böden dürfte der Einfluß etwas geringer sein. Beim Nachbau dieses Richtstrahlers wird wohl immer die bequeme Möglichkeit des Abgleiches vom Erdboden aus bevorzugt werden. Die Elemente sind mit dem Grid-Dip-Meter etwa auf folgende Resonanzfrequenzen abzustimmen:

Direktor	15,20 MHz,
Strahler	13,90 MHz,
Reflektor	13,40 MHz.

Es ist zu beachten, daß beim Abgleich eines Elements jeweils die beiden anderen durch Überbrücken der Verlängerungsspulen verstimmt werden müssen, damit eine gegenseitige Beeinflussung vermieden wird.

Nach dieser Grobeinstellung folgt die eigentliche Feinabstimmung. Der Miniaturbeam wird beim Abgleich vom Erdboden aus durch einen Sender mit der Strahler-Resonanzfrequenz erregt, demnach mit 13,90 MHz. Gleichzeitig bringt man einen einfachen Feldstärkeanzeiger in möglichst großer Entfernung vom Strahler in Antennenhöhe an. Durch geringfügiges Verändern der Elementlängen oder der Verlängerungsspulen von Reflektor und Direktor wird dann unter Beobachtung des Feldstärkeindikators auf beste Vorwärtsstrahlung und größte Rückdämpfung abgestimmt. Es sei noch erwähnt, daß die teleskopartig ver-

schiebbare Ausführung der Elementenden nicht erforderlich ist, da sich durch entsprechendes Verändern der Verlängerungsspulen (Zusammendrücken oder Auseinanderziehen) der gleiche Abstimmeffekt erzielen läßt.

Die in Bild 17.2. angegebenen Abmessungen sind praktisch erprobte Richtwerte. Die Rohrlängen können bei gleichzeitiger Verkleinerung der Verlängerungsspulen vergrößert werden; dadurch steigt der Antennengewinn etwas an. Verkürzte Rohre bei vergrößerten Verlängerungsspulen verursachen einen Gewinnabfall und eine weitere Verkleinerung der Bandbreite. Werden die einzelnen Rohrstücke kürzer als etwa 2,50 m, so fällt der erzielbare Antennengewinn sehr stark ab.

Der Rohrdurchmesser kann 20 bis 40 mm betragen und wird ausschließlich von mechanischen Gesichtspunkten bestimmt. Die durch verschiedene Rohrdurchmesser auftretenden elektrischen Veränderungen sind sehr gering und werden beim Abgleich mit erfaßt.

Die Verlängerungsspulen müssen eine hohe Güte haben. Sie sind luftisoliert und werden aus Aluminiumdraht von mindestens 3 mm Durchmesser hergestellt. Versilberter Kupferdraht ist zwar elektrisch besser, doch sind die Verbindungsstellen zwischen einer Kupferdrahtspule und den Leichtmetallelementen für die Dauer kaum einwandfrei herzustellen. Bei Feuchtigkeitszutritt entsteht Korrosion durch Elementbildung; als Folge davon treten Kontaktschwierigkeiten auf. Die über der Verlängerungsspule des gespeisten Elementes befindliche Kopplungsspule L_K wird aus Kupferdraht hergestellt, da das angeschlossene Speisekabel ebenfalls Kupferleiter enthält.

Die Speisung des Richtantennensystems erfolgt über eine induktive Ankopplung, die es bei entsprechender Bemessung der Kopplungsspule erlaubt, Speiseleitungen jeder Ausführung und jedes beliebigen Wellenwiderstandes anzupassen. Die Kopplungsspule mit dem angeschlossenen Speisekabel verursacht Rückwirkungen auf die

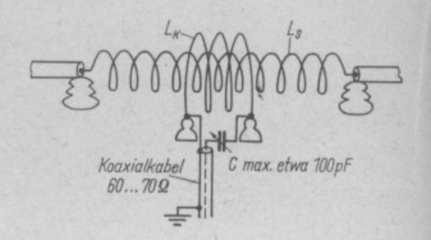


Bild 17.3. Die verbesserte induktive Anpassung

Verlängerungsspule und verschiebt damit die Strahlerresonanz ein wenig. Ein geringfügiges Nachstimmen des gespeisten Elementes ist erforderlich. Die von *VK2AOU* ermittelten Werte für die Kopplungsspule L_K beziehen sich auf eine 70-Ω-Bandleitung oder ein 70-Ω-Koaxialkabel. Sie können unverändert auch für 60-Ω-Koaxialkabel zugrunde gelegt werden. Wird eine 240-Ω-Bandleitung benutzt, so muß man die Windungszahl vergrößern. Durch geringes Variieren der Kopplungsspulenabmessungen läßt sich ein Welligkeitsfaktor von besser als 1,3 erzielen. Die Blindkomponente, die durch die induktive Ankopplung eingebracht wird, kann nach Bild 17.3. durch einen eingefügten Drehkondensator kompensiert werden. Die Welligkeit auf der Speiseleitung läßt sich damit noch etwas verringern.

Alle Elemente sind auf dem Tragegestell isoliert zu haltern. Als hölzernes Tragegestell ist eine Ausführung nach Bild 16.15. gut geeignet. Passende Abstandsisolatoren, die mit entsprechenden Rohrschellen zur Befestigung der Elemente versehen werden, sind nur selten erhältlich. Eine gute Halterungsmöglichkeit bieten Abstandsböcke aus feuchtigkeitsunempfindlichen Kunststoffen (*Polyäthylen* usw.), die nach Art einer Lagerschale das Elementrohr aufnehmen. Ein solcher Lagerbock ist in Bild 17.4. wiedergegeben. Die Bohrung der Lagerschale entspricht dem Rohrdurchmesser des zu halternden Antennenrohres. Um die Elemente gut festklemmen zu können, werden sie an der Auflagefläche mit 2 oder mehr Lagen einer *Polyäthylen*-Folie

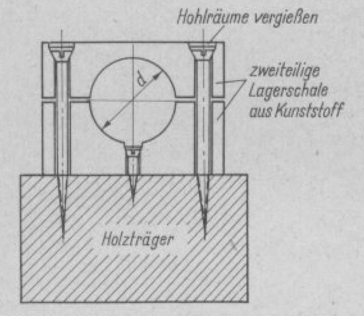


Bild 17.4. Schnitt durch einen Lagerbock zur isolierten Halterung von Antennenelementen; die Bohrung d entspricht dem Durchmesser des Elementrohres

oder ähnlichem Material umwickelt. Damit schafft man gleichzeitig einen ausgezeichneten zusätzlichen Isolator. Insgesamt sind für den 3-Element-Miniaturbeam 12 Stück solcher Isolierböcke erforderlich. Auf dem Tragegerüst nach Bild 16.15. werden in entsprechendem Abstand (2,75 m und 1,53 m) 3 etwa 1,50 m lange Querlatten zur Befestigung der Elementrohre angebracht. Die Länge der tragenden Holzkonstruktion beträgt 4,30 m.

17.2. Der Miniaturbeam nach *W8YIN*

Bei diesem 2-Element-Drehrichtstrahler für das 20-m-Band werden die Antennenelemente in Form von Wendeln aufgewickelt. Jedes Element hat deshalb nur noch eine Längenausdehnung von 2,55 m. Bild 17.5. enthält die von *W8YIN* angegebenen Abmessungen, während Bild 17.6. eine praktische Ausführung zeigt. Die Wendeln werden über eine dünne Haltestange gewikkelt und von dieser durch Stützen aus Isoliermaterial distanziert. Um die zusätzlichen Leiterverluste möglichst gering zu halten, sollte man für die Herstellung der Wendeln starke Drähte verwenden; aus Gründen der Gewichtsersparnis wird man Aluminium bevorzugen. Seine Leitfähigkeit ist nicht wesentlich schlechter als die von Kupfer. Es werden Drähte von mindestens 4 mm, besser 6 mm Durchmesser oder möglichst breite Leichtmetallbänder empfohlen.

Der Elementabstand beträgt $0{,}1\lambda$, d.h. etwa 2,05 m. Das Parasitärelement wirkt als Direktor; das muß man bei der Ab-

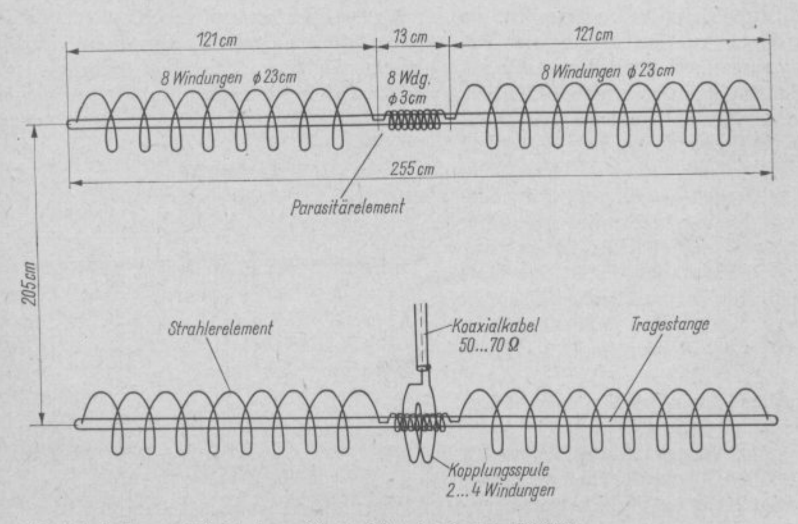


Bild 17.5. 2-Element-Miniaturbeam für das 20-m-Band nach *W8YIN*

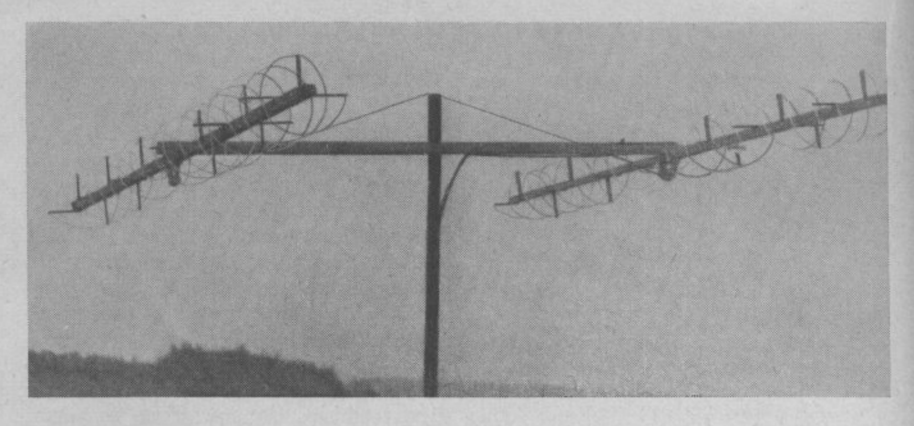


Bild 17.6. Ansicht einer Richtantenne nach *W8YIN*

stimmung des Systems berücksichtigen. Von *W8YIN* werden für Strahler und Parasitärelemente gleiche Anmessungen angegeben. Durch kleine Veränderungen der Spulen am Parasitärelement wird auf die erwünschte Direktorwirkung abgestimmt. Die Ankopplung des koaxialen Speisekabels erfolgt induktiv durch eine Kopplungsspule.

Zum Vorabgleich des Systems ist ein Grid-Dip-Meter zur Feststellung der Resonanzfrequenz unerläßlich. Wenn das gespeiste Element beispielsweise bei 14100 kHz Resonanz zeigt, muß man den Direktor auf eine Resonanzfrequenz von etwa 15400 kHz einstellen.

Bei solch starken Verkürzungen der Elemente kann von einem Gewinn gegenüber einem Halbwellendipol voller Länge nicht mehr gesprochen werden. Es ist eine Notlösung, die aber im praktischen Funkbetrieb wegen ihrer guten Rückdämpfung einem einfachen Normaldipol überlegen ist.

Entsprechend den vorhandenen Möglichkeiten lassen sich die Wendeln mehr oder weniger weit auseinanderziehen, so daß sich eine größere Länge der Elementzweige ergibt. Dadurch werden die Antenneneigenschaften entsprechend verbessert.

17.3. Der verkürzte Angelrutendrehrichtstrahler für das 10-m-Band

Eine besonders leichte Konstruktion nach dem gleichen Prinzip verwendet als Wendelträger Angelruten aus glasfaserverstärktem *Polyester*-Harz. Da sie sehr gute Isolationseigenschaften aufweisen, werden die erforderlichen Drahtwendeln direkt aufgebracht. Für einen 2-Element-Richtstrahler für das 10-m-Band nach Bild 17.7. verwendet man je Element 2 solcher Angelruten

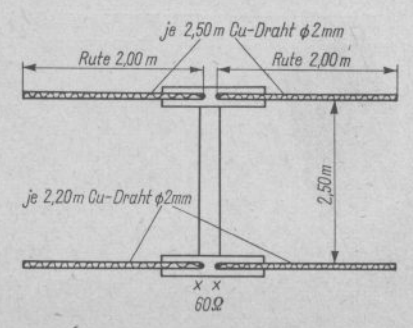


Bild 17.7. Verkürzter Angelrutendrehrichtstrahler für das 10-m-Band

von je 2 m Länge. Um Resonanz bei etwa 29 MHz zu erreichen, wird jede Rute des gespeisten Elementes mit je 2,20 m eines 2 mm starken Kupferdrahtes gleichmäßig bewickelt. Auf die beiden Schenkel des Reflektors werden je 2,50 m Draht in gleicher Weise aufgebracht, diese beiden Drahtenden verbindet man in der geometrischen Mitte des Reflektorelementes miteinander.

Der Reflektorabstand muß 2,50 m aufweisen, dann beträgt am Speisepunkt XX die Impedanz rund 60 Ω. Dort kann das System über ein 60-Ω-Koaxialkabel direkt gespeist werden. Der Abgleich wird – wie bereits beschrieben – mit Hilfe eines Grid-Dip-Meters durchgeführt. Soll die Frequenz niedriger werden, schiebt man die Wendel in der Nähe des Strombauches (Elementmitte) etwas zusammen (kleinerer Windungsabstand), im umgekehrten Fall zieht man dort die Windungen etwas auseinander. Die beste Reflektorwirkung wird am einfachsten bei strahlender Antenne eingestellt, indem man die Spulenwindungen am Strombauch so verschiebt, daß sich am Feldstärkeindikator die größte Vorwärtsverstärkung oder die beste Rückdämpfung feststellen läßt.

Da die Elemente etwa $^4/_5$ der vollen Länge haben, kommen die Antenneneigenschaften denen eines 2-Element-Richtstrahlers voller Länge sehr nahe. Allerdings muß wegen des relativ dünnen Antennenleiters mit größeren Leiterverlusten und einer verringerten Bandbreite gerechnet werden.

18. Mehrbandrichtstrahler

Wer auf allen DX-Bändern mit Drehrichtstrahlern arbeiten will, müßte eigentlich für jedes Band einen gesonderten Beam haben. Die wenigsten Amateure können aber einen so großen Aufwand treiben. Es hat deshalb nie an Versuchen gefehlt, den horizontalen Drehrichtstrahler so zu konstruieren, daß er für 2 oder 3 Amateurbänder gleichzeitig verwendbar ist. Man hat auch verschiedene brauchbare Lösungen gefunden, die den erwarteten Erfolg brachten.

Zunächst sind 2 völlig verschiedene Arten von Mehrbandantennen zu unterscheiden. Die eine Gruppe, die als »unechte« Mehrbandstrahler bezeichnet werden könnte, besteht lediglich aus der konstruktiven Zusammenfassung mehrerer Antennen für verschiedene Bänder an einer gemeinsamen Trageeinrichtung. Man findet Ausführungen, bei denen die verschiedenen Antennensysteme über eine gemeinsame Speiseleitung erregt werden, in den meisten Fällen hat aber jede Antenne ihre eigene Energieleitung. Ein typischer Vertreter dieser Gruppe ist das Dreiband-Cubical-Quad.

Bei echten Mehrbandantennen wird nur ein einziges Strahlersystem verwendet, das meist nach dem Grundprinzip der Multibandschwingungskreise für mehrere Bänder in Resonanz ist. Beide Gruppen haben Vor- und Nachteile.

Multibandantennen mit mehreren ineinander geschachtelten Antennensystemen sind etwas unförmig; sie kommen aber – sofern es sich dabei um Quad-Antennen handelt – mit einfachen Drahtelementen aus, haben einen guten Antennenwirkungsgrad auf allen Bändern und lassen sich im Abgleich leicht beherrschen. Der Trend im Selbstbau von Mehrbanddrehrichtstrahlern weist deshalb immer mehr zu den Dreiband-Quad-Antennen.

Echte Multibanddrehrichtstrahler erfordern teilweise einen recht hohen Aufwand an mechanischer und elektrischer Präzision. Sie erreichen im allgemeinen nur für 1 Amateurband knapp den Wirkungsgrad einer vergleichbaren Einbandantenne voller Länge, für die anderen Bänder liegt die Leistung mehr oder weniger weit darunter. Bei diesen echten Mehrbandantennen sind häufig die im vorhergehenden Abschnitt 17. beschriebenen Verlängerungsspulen, lineare Verlängerungselemente und Sperrkreise zu finden. Auch sie verursachen Zusatzverluste, die nicht darüber hinwegtäuschen, daß echte Mehrbandantennen immer mehr oder weniger sinnvolle Kompromißlösungen darstellen. Allerdings sind solche Multibandstrahler mit geringem Platzbedarf oft die einzige Bauform, die für einen brauchbaren DX-Verkehr verwirklicht werden kann. Der erfahrene Funkpraktiker weiß darüber hinaus, daß es beim DX-Verkehr weniger auf den nominellen Antennengewinn ankommt, sondern viel mehr auf die gesamte Richtcharakteristik einer Antenne, wobei der vertikale Erhebungswinkel die größte Rolle spielt.

18.1. Der Dreibanddrehrichtstrahler nach *G4ZU*

G4ZU entwickelte einen Dreiband-Beam, der bezüglich des mechanischen Aufwandes, einfacher Abgleichmöglichkeit und Leistungsfähigkeit wohl als eine der günstigsten Lösungen echter Mehrbandantennen

betrachtet werden kann. Dieser Drehrichtstrahler wird in England unter der Bezeichnung *Panda-Beam* fabrikmäßig hergestellt und erfreut sich großer Beliebtheit.

18.1.1. Das gespeiste Element

In diesem Fall wird eine Erregungsart angewendet, die im allgemeinen bei *Yagi*-Systemen nicht üblich ist: Die Speisung erfolgt über eine abgestimmte Leitung. Um die Wirkungsweise verstehen zu können, vergegenwärtige man sich vorerst die Stromverhältnisse auf einer 20 m langen Zweidraht-*Lecher*-Leitung (Bild 18.1.). Wie aus den eingezeichneten Strömen ersichtlich, besteht für diese Paralleldrahtleitung Resonanz bei 20 m mit 2mal $\lambda/2$, bei 15 m mit 3mal $\lambda/2$ und bei 10 m mit 4mal $\lambda/2$. Dabei werden kleine Maßungenauigkeiten für die verschiedenen Wellenlängen mit einem Universalabstimmgerät ausgeglichen.

Wird die gleiche Leitung an ihrem oberen Ende rechtwinklig auseinandergeklappt, so ändert sich nichts an der Resonanzlage. Der abgewinkelte Abschnitt der Leitung strahlt jedoch nun die zugeführte Hochfrequenzenergie ab – er ist zum Strahler geworden (Bild 18.2.). Die Darstellung der Ströme in den Bildern 18.1. und 18.2. ist nicht exakt, da durch das Abstimmgerät das ganze Gebilde jeweils genau auf Resonanz gebracht wird. Dadurch befindet sich im Fußpunkt der Speiseleitung nicht immer genau ein Stromknoten. Wegen der besseren Übersichtlichkeit wurde dieser Umstand nicht berücksichtigt. Aus Bild 18.2. kann man ersehen, daß in allen dargestellten Fällen Resonanz zu erzielen ist, obgleich sich das abgewinkelte Strahlerstück allein nicht in Resonanz mit der Betriebsfrequenz befindet. Ein Teil des Strahlers steckt sozusagen in der Speiseleitung. Mit einem gewissen Verlust an Strahlungsleistung muß dabei gerechnet werden, besonders, wenn der abgewinkelte, strahlende Abschnitt viel kleiner als $\lambda/2$ ist.

In der Praxis bemißt man das gespeiste Element mit einer Länge von 2mal 3,65 bis 3,85 m und kommt damit der Halbwellenresonanz im 15-m-Band nahe. Für die

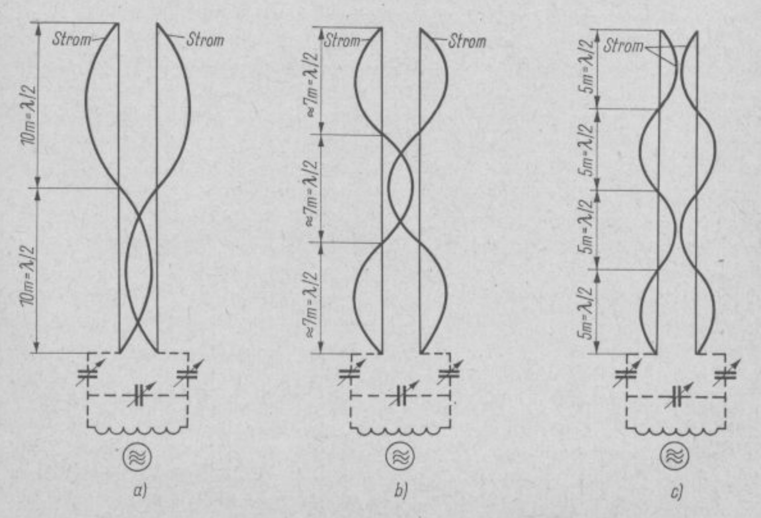


Bild 18.1. Die 20 m lange Zweidrahtleitung; a – mit 2mal $\lambda/2$ erregt ($\approx$ 20 m Wellenlänge), b – mit 3mal $\lambda/2$ erregt ($\approx$ 15 m Wellenlänge), c – mit 4mal $\lambda/2$ erregt ($\approx$ 10 m Wellenlänge)

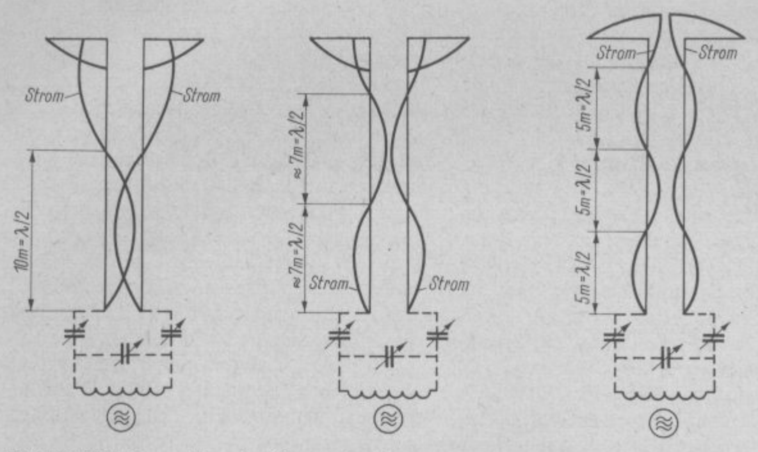


Bild 18.2. Die Verwandlung der 20-m-Lecherleitung durch Auseinanderklappen der Enden über eine Länge von 3,50 m; a – Erregung mit 20 m Wellenlänge (14 MHz), b – Erregung mit 15 m Wellenlänge (21 MHz), c – Erregung mit 10 m Wellenlänge (28 MHz)

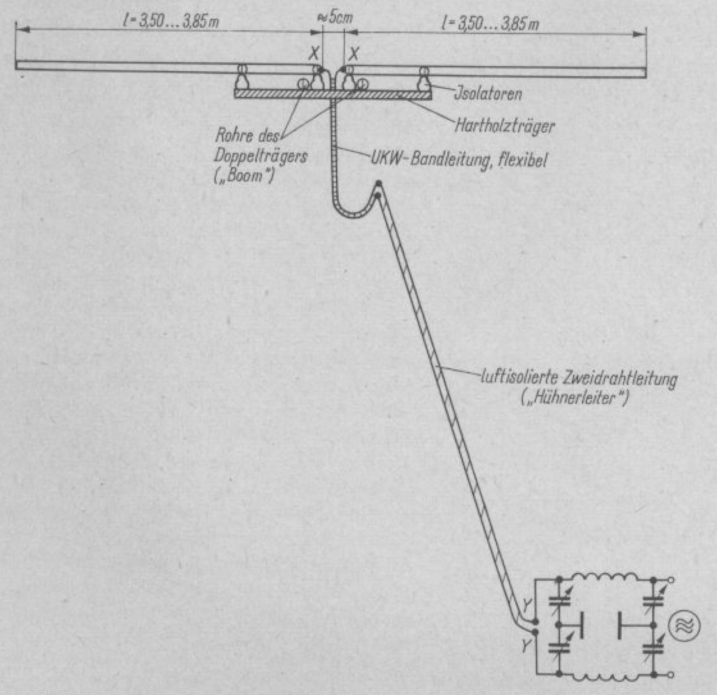


Bild 18.3. Das gespeiste Element eines Drehrichtstrahlers nach *G4ZU*

Länge der abgestimmten Speiseleitung verbleiben dann noch knapp 16,5 m, wobei die exakte Resonanz jeweils durch das Antennenabstimmungsgerät am Fußpunkt der Energieleitung hergestellt wird.

Die Speiseleitung, deren Wellenwiderstand zwischen 300 und 600 Ω liegen kann, sollte möglichst verlustarm sein. Deshalb ist eine luftisolierte Zweidrahtleitung (»Hühnerleiter«) zweckmäßig. Die Speisung über UKW-Bandleitung läßt sich ermöglichen, bringt jedoch erhöhte Verluste. In diesem Fall wäre auch der Verkürzungsfaktor zu berücksichtigen (etwa 0,80; Leitungslänge demnach rund 13,50 m). Da der Übergang von der drehbaren Antenne zur fest montierten Zweidrahtspeiseleitung flexibel sein muß, wird in diesem Fall ein kurzes Stück 300-Ω-Bandleitung eingesetzt. Der unterschiedliche Verkürzungsfaktor und die damit verbundene Veränderung der elektrischen Leitungslänge kann meist durch das Abstimmgerät ausgeglichen werden.

Unabhängiger von der Länge der abgestimmten Speiseleitung ist man, wenn der Fußpunkt der Energieleitung über ein symmetrisches *Collins*-Filter nach Bild 18.3. mit dem Tankkreis der Endstufe verbunden wird. Ein solches Tiefpaßfilter ermöglicht nicht nur eine einfache und genaue Abstimmung des gesamten Systems, sondern bewirkt auch eine Unterdrückung der Oberwellen. Diese Unterdrückung der Oberwellen hat besonders bei einem Mehrband-Beam Bedeutung, weil er auch für die Oberwellen resonant ist.

Bild 18.3. zeigt das gespeiste Element eines *G4ZU*-Dreiband-Beam mit seiner mechanischen Halterung und Speisung. Sein strahlender Abschnitt beträgt etwas mehr als $^1/_2$ Wellenlänge für den 15-m-Betrieb, er hat im 10-m-Bereich die Länge eines verkürzten Ganzwellendipols und wirkt im 20-m-Band als verkürztes Halbwellenelement. Die Fußpunktimpedanz bei XX ist deshalb für die verschiedenen Betriebsarten sehr unterschiedlich und mit Blindkomponenten behaftet. Deshalb muß eine abgestimmte Speiseleitung verwendet werden.

18.1.2. Die parasitären Mehrbandelemente

Bild 18.4.a zeigt einen Direktor, der durch das Einfügen einer Verlängerungsspule in Verbindung mit einer offenen Viertelwellenleitung gleichzeitig für 21 MHz und für 28 MHz Direktorwirkung hat. Dieses Element ist mit einer Gesamtlänge von 4,90 m als Direktor für das 10-m-Band bemessen. Die in der geometrischen Mitte eingefügte Spule L_D bewirkt eine elektrische Verlängerung, so daß auch Direktorwirkung im 15-m-Band auftritt. Nun kommt es darauf an, für den 10-m-Betrieb diese Spule auszuschalten, ohne daß dabei gleichzeitig ihre Wirkung für die 15-m-Resonanz verlorengeht. Das wird erreicht, indem man parallel zur Verlängerungsspule L_D eine offene Zweidrahtleitung schaltet, deren elektrische Länge Viertelwellenresonanz für 28 MHz ergibt. Aus Bild 5.29. ist zu ersehen, daß eine offene Viertelwellenleitung wie ein Serienresonanzkreis wirkt. Bekanntlich hat ein Serienresonanzkreis für seine Resonanzfrequenz einen sehr geringen Durchlaßwiderstand, während er alle anderen

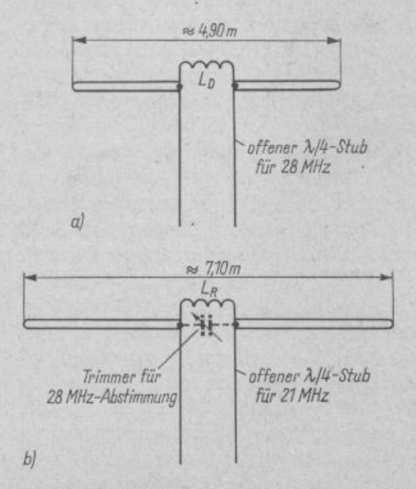


Bild 18.4. Parasitäre Mehrbandelemente; a – Direktor für 21 MHz und 28 MHz, b – Reflektor für 14 MHz, 21 MHz und 28 MHz

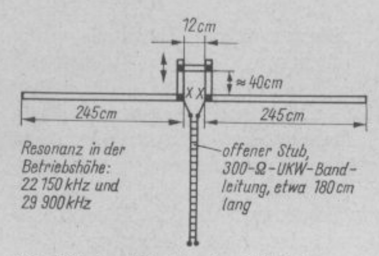


Bild 18.5. Der Direktor des *G4ZU*-Beam

Frequenzen mehr oder weniger stark sperrt. Man kann diesen Leiterkreis deshalb auch für seine Resonanzfrequenz wie einen Kurzschluß betrachten, der die Verlängerungsspule L_D für die Frequenz 28 MHz unwirksam macht, weil er ihr parallelgeschaltet ist. Beim 15-m-Betrieb dagegen hat der offene Stub eine Länge $<\lambda/4$ und wirkt darum nach Bild 5.29. wie eine Kapazität, die man lediglich bei der Bemessung der Verlängerungsspule berücksichtigen muß. Somit wird der offene Viertelwellenstub als frequenzselektiver automatischer Umschalter eingesetzt, der den Zweibandbetrieb des Direktors ermöglicht.

Bei gleicher Wirkung kann die Induktivität der Verlängerungsspule auch durch eine geschlossene Zweidrahtleitung dargestellt werden, deren elektrische Länge $<\lambda/4$ ist (s. Bild 5.29.). Dann erhält man den in Bild 18.5. dargestellten Direktor des *G4ZU*-Beam.

Der in Bild 18.4.b gezeigte Reflektor mit rund 7,10 m Länge ist in Verbindung mit dem für etwa 20 MHz bemessenen Viertelwellenstub als Reflektor für das 15-m-Band wirksam. Die Verlängerungsspule L_R stellt die Reflektorresonanz für das 20-m-Band her. In gleicher Weise wie beim Direktor ist somit beim 21-MHz-Betrieb die Verlängerungsspule L_R durch den Viertelwellenstub elektrisch kurzgeschlossen. Bei Erregung mit 14 MHz wird die Verlängerungsspule bei einer kleinen kapazitiven Belastung durch den offenen Stub wirksam. Obwohl der Reflektor für den 28-MHz-Betrieb zu lang ist, weist er auch in diesem Bereich noch eine gute Reflektorwirkung auf. Ein Reflektor muß nicht unbedingt abgestimmt sein, vorausgesetzt, daß er elektrisch länger als das gespeiste Element ist (Beispiel: Reflektorwände). Es besteht aber auch bei dieser Anordnung die Möglichkeit, das Mehrbandreflektorelement als Doppelreflektor für 28 MHz abzustimmen. Zu diesem Zweck wird – wie in Bild 18.4.b gestrichelt eingezeichnet – noch ein Trimmer parallel zur Verlängerungsspule eingefügt. Nun wirkt der offene Viertelwellenstub (f_{res} = 20 MHz) für 28 MHz als Induktivität, weil seine elektrische Länge für diese Frequenz $<\lambda/4$ ist. Dieser Induktivität liegt die Verlängerungsspule L_R parallel, die Gesamtinduktivität weist deshalb sehr kleine Werte auf (*Kirchhoff*sches Gesetz!), und es gelingt bei entsprechender Einstellung des Trimmers Parallelresonanz für 28 MHz zu finden, wobei jeder Dipolast zu einem abgestimmten Reflektor wird. Im allgemeinen verzichtet man aber auf diese Möglichkeit, da die Abstimmung etwas kompliziert ist; denn dabei muß ebenfalls die Verlängerungsspule verändert werden. Es besteht aber auch ohne besondere Abstimmung Reflektorwirkung für 28 MHz, und die geringfügige Verbesserung des Reflektorwirkungsgrades steht in keinem Verhältnis zur zusätzlichen Abgleicharbeit.

Beim Reflektorelement kann die Induktivität der Verlängerungsspule ebenfalls durch einen kurzgeschlossenen Stub ersetzt werden, wie das beim Reflektor des *G4ZU*-Beam in Bild 18.6. dargestellt ist. Seine Länge beträgt etwa 130 cm, sie wird durch den veränderbaren Kurzschlußschieber so eingestellt, daß die Resonanz bei 13,5 MHz liegt. Der offene Viertelwellenstub ist für eine Resonanzfrequenz von 20,3 MHz zu bemessen. 20,3 MHz entsprechen einer Wellenlänge von 14,778 m, die Viertelwellenlänge davon beträgt rund 3,70 m. Da für den offenen Stub eine 300-Ω-UKW-Bandleitung gewählt wurde, ist deren Verkürzungsfaktor mit 0,80 bis 0,82 einzusetzen, daraus ergibt sich die entsprechende geometrische Leitungslänge von etwa 3 m. Für den Viertelwellenstub können auch andere Leitungstypen verwendet werden, wo-

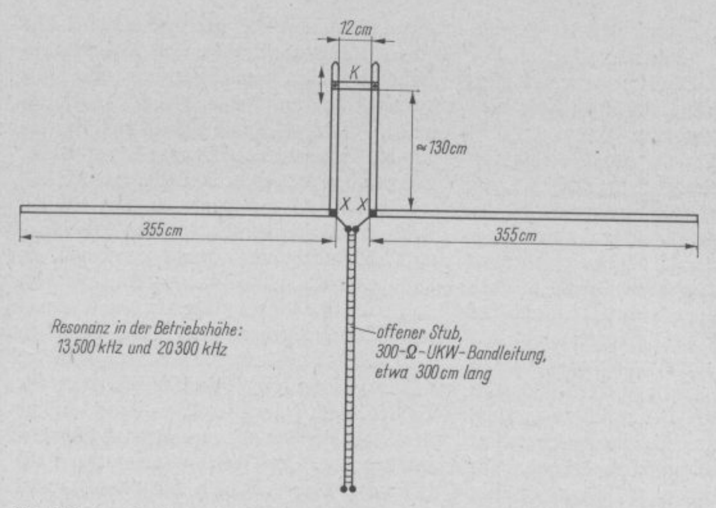


Bild 18.6. Der Reflektor des *G4ZU*-Beam

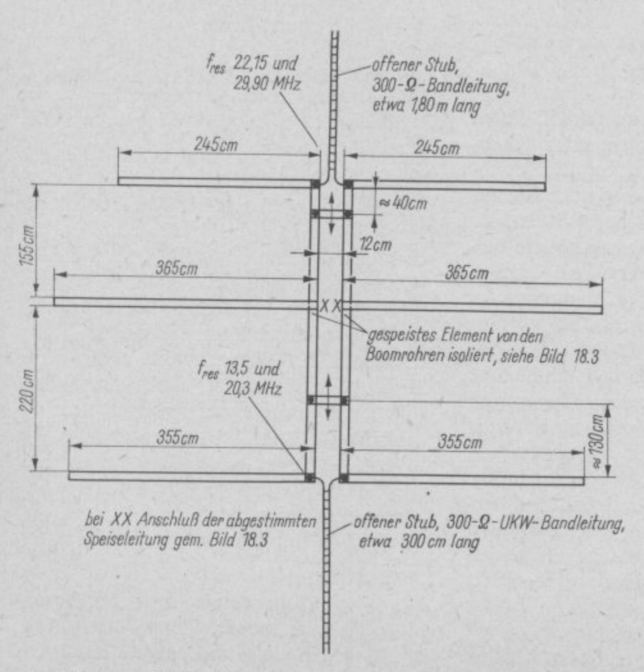


Bild 18.7. Der *G4ZU*-Dreiband-Beam

bei man für die Längenbemessung jeweils den zugehörigen Verkürzungsfaktor berücksichtigen muß. Die Resonanz läßt sich mit einem geeichten Grid-Dip-Meter einfach und schnell ermitteln.

Ähnliche Verhältnisse ergeben sich für den Zweibanddirektor nach Bild 18.5. In diesem Fall wird mit dem nur etwa 40 cm langen geschlossenen Stub auf eine Resonanzfrequenz von 22,15 MHz abgeglichen, während der offene Stub bei 29,9 MHz Viertelwellenresonanz aufweisen soll. Da aber das gestreckte Direktorelement für Direktorwirkung im 10-m-Band etwas zu lang ist, muß der offene Viertelwellenstub gegenüber elektrisch $\lambda/4$ verkürzt werden, um für die Zusammenschaltung insgesamt bei 29,9 MHz Resonanz zu erhalten. Es wurde eine Stublänge von 180 cm gewählt, woraus sich unter Berücksichtigung des Verkürzungsfaktors (0,80) eine elektrische Länge von 225 cm ergibt.

18.1.3. Das Gesamtschema des *G4ZU*-Beam

Bild 18.7. stellt den gesamten *G4ZU*-Beam dar. Bei dieser Ausführung werden durchgehende Trägerrohre in etwa 12 cm Abstand verwendet. Sie dienen gleichzeitig zur Herstellung des geschlossenen Stubs für Reflektor und Direktor. Das gespeiste Element ist von diesen Parallelrohrträgern isoliert, wie auch aus Bild 18.3. hervorgeht. Dagegen sind Reflektor und Direktor, wie gezeichnet, metallisch leitend mit den Trägerrohren verbunden. Selbstverständlich ist es auch möglich, ein hölzernes Tragegerüst zu verwenden und die geschlossenen Stubs durch entsprechend lange Abschnitte aus Leichtmetallrohr oder -band herzustellen. Die offenen Bandleitungsstubs, die frei herabhängend gezeichnet wurden, lassen sich ohne Nachteil in ein offenes Rohrende einschieben. Sie sind dort witterungsgeschützt und nicht sichtbar. Der Abgleich muß dann auch in diesem Zustand erfolgen.

Für den Betrieb im 20-m-Band ist keine Direktorwirkung vorhanden, die Antenne wirkt in diesem Fall als verkürzter 2-Element-Richtstrahler. Da der Reflektorabstand für diesen Betriebsfall nur rund $^1/_{10}\lambda$ beträgt, bereitet der Abgleich Schwierigkeiten; Bandbreite und Gewinn sind geringer als bei einem 2-Element-Beam voller Länge und größerem Reflektorabstand.

Für den 15-m-Betrieb ist der *G4ZU*-Beam mit 3 Elementen wirksam. Die Elementabstände sind normal bemessen, es kann deshalb mit einem Antennengewinn von rund 6 dB und allen übrigen charakteristischen Eigenschaften einer üblichen 3-Element-*Yagi*-Antenne gerechnet werden.

Die günstigsten Eigenschaften zeigt der *G4ZU*-Beam jedoch im 10-m-Band, weil er in diesem Bereich mit verlängerten Elementen arbeitet. Der Gewinn kann etwa 7 dB betragen. Der Abgleich für den 10- und 15-m-Betrieb ist nicht so kritisch wie der für das 20-m-Band.

18.1.4. Ein nachbausicherer *G4ZU*-Dreiband-Beam

Bild 18.8. zeigt das Schema der Abmessungen für einen erprobten *G4ZU*-Beam. Es handelt sich dabei um die Dimensionen einer industriell gefertigten Ausführung, die sich gut bewährt hat.

Aus mechanischen Gründen werden die Dipolhälften in ein stärkeres und in ein schwächeres Rohr aufgeteilt. Dabei sind die Abmessungen der Leichtmetallrohre so gewählt, daß sich das dünne äußere Rohr in das dickere innere Rohr teleskopartig einschieben läßt. Dadurch wird neben einer Gewichtsverminderung auch der Windwiderstand des Systems geringer, und die mechanische Stabilität verbessert sich. Wie tief man die Rohre ineinanderschieben muß, ergibt sich aus der gesamten Längenausdehnung für jedes Element.

Folgende Rohrabmessungen werden dazu benötigt:

A_1, A_2 je 125 cm Duralrohr, 18 mm Durchmesser, 1 mm Wandstärke;
B_1, B_2 je 125 cm Duralrohr, 22 m Durchmesser, 2 mm Wandstärke;

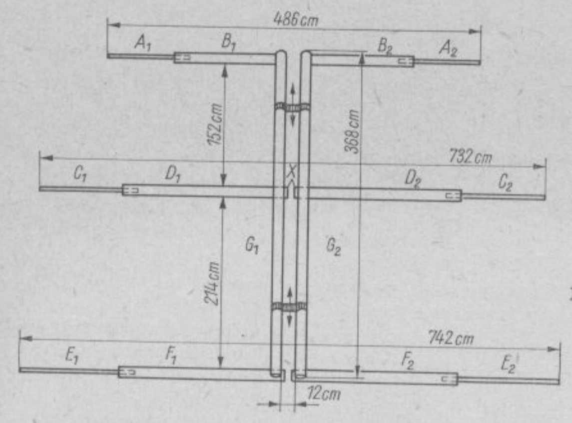


Bild 18.8. Schema der Abmessungen für einen erprobten *G4ZU*-Dreiband-Beam

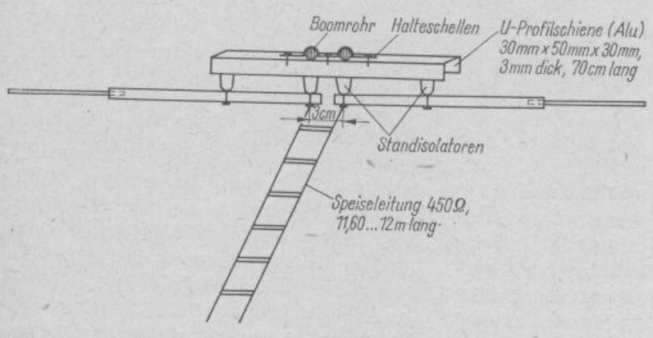


Bild 18.9. Gespeistes Element mit Speiseleitung

C_1, C_2 je 175 cm Duralrohr, 18 mm Durchmesser, 1 mm Wandstärke;
D_1, D_2 je 200 cm Duralrohr, 22 mm Durchmesser, 2 mm Wandstärke;
E_1, E_2 je 185 cm Duralrohr, 18 mm Durchmesser, 1 mm Wandstärke;
F_1, F_2 je 200 cm Duralrohr, 22 mm Durchmesser, 2 mm Wandstärke;
G_1, G_2 je 368 cm Duralrohr, 30 mm Durchmesser, 2 mm Wandstärke.

Alle 3 Elemente sind in ihrer geometrischen Mitte unterbrochen; dabei wurden Reflektor und Direktor mit den Tragerohren metallisch verbunden. Das gespeiste Element ist vom Trageboom isoliert, wie aus Bild 18.9. hervorgeht. Als mechanische Stütze für die Elemente dient je 1 U-Profilschiene aus Leichtmetall von 70 cm Länge, auf der über passende Standisolatoren die Elemente befestigt sind (s. Bild 18.9. und Bild 18.10.). Der Antennenträger besteht aus 2 parallelgeführten Duralrohren mit je 368 cm Länge. Der Schwerpunkt des Systems liegt etwa 170 cm vom direktorseitigen Ende des Booms entfernt, dort sollte der senkrechte Tragemast befestigt werden. 2 Kurzschlußbügel auf den parallelen Tragerohren nutzen deren äußere Abschnitte gleich als geschlossene induktive Stubs. Die offenen Bandleitungsviertelwellenstücke werden gemäß Bild 18.10.b in das

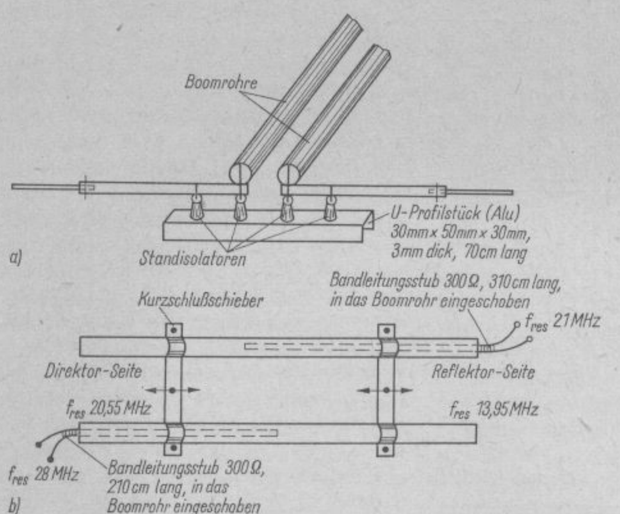


Bild 18.10
Aufbau und Abstimmung der Parasitärelemente; a – Konstruktionseinzelheiten zum Reflektor- und Direktorelement, b – der Boom mit den Abstimmstubs

Innere der Tragerohre eingeschoben. Alle weiteren konstruktiven Einzelheiten gehen aus den Bildern 18.9. und 18.10. hervor.

Zum Abgleich des Systems ist ein Grid-Dip-Meter unbedingt erforderlich. Nach Fertigstellung des Parallelrohrträgers werden die beiden offenen Bandleitungsstubs gemäß Bild 18.10.b in die Boomrohre eingeschoben. An die herausragenden Bandleitungsenden wird das Grid-Dip-Meter angekoppelt und die Resonanzfrequenz der offenen Stubs festgestellt. Diese soll beim direktorseitigen Stub genau 28 MHz und bei dem auf der Reflektorseite 21 MHz betragen. Ist dieser Resonanzzustand durch entsprechendes Verkürzen oder Verlängern der Bandleitungsstubs erreicht, werden die Leitungsenden durch kleine Holzkeile im Rohrinnern festgelegt und die Rohrenden wasserdicht verkittet. Nun erst schraubt man die Elemente an den Trageboom an. Aus Gründen der Korrosionsbeständigkeit sollen alle verwendeten Schrauben und Muttern kadmiert oder verzinkt sein bzw. einen anderen guten Oberflächenschutz erhalten. Um mechanische Spannungen an den Standisolatoren auszugleichen, empfiehlt es sich, an ihren Befestigungsstellen kleine Lederscheiben unterzulegen. Die aus den Boomrohren herausragenden Enden der offenen Bandleitungsstubs werden mit den Direktor- bzw. Reflektorelementen gut leitend verbunden. Nun bringt man das ganze System zum weiteren Abgleich in eine Höhe von etwa 2 m über den Erdboden. Der Griddipper wird in die durch die Boomrohre gebildeten geschlossenen Stubs angekoppelt. Durch entsprechendes Verstellen der Kurzschlußschieber auf den Boomrohren muß erreicht werden, daß die Resonanz auf der Direktorseite 20,55 MHz und am geschlossenen Reflektorstub 13,95 MHz beträgt. Damit ist der Grobabgleich beendet, und man kann die Richtantenne an ihrem endgültigen Standpunkt befestigen. Dort erfolgt ein letzter Feinabgleich, der sich auf kleine Veränderungen der geschlossenen Stubs an deren Kurzschlußschiebern beschränkt. Ein abgesetzt errichtetes Feldstärkeanzeigegerät läßt den Erfolg dieser Bemühungen erkennen.

Am Strahlerlement werden keinerlei Abgleicharbeiten vorgenommen, da dieses selbst nicht resonant ist, sondern erst durch die abgestimmte Speiseleitung zur Reso-

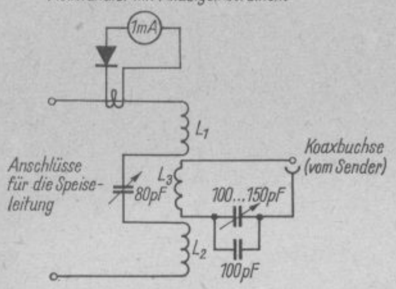


Bild 18.11. Abstimmgerät für den *G4ZU*-Beam; L_1 und L_2 je 4 Wdg., 1,5-mm-Cu-Draht, L_3 = 3 Wdg., 1,5-mm-Cu-Draht, die Spulen sind freitragend mit einem Windungsdurchmesser von 40 mm zu wickeln

nanz kommt. Die Speiseleitung wird durch eine »Hühnerleiter« mit 450 Ω Wellenwiderstand und einer Länge von 11,60 bis 12 m dargestellt. Ein bewährtes Abstimmgerät, das für einen niederohmigen und unsymmetrischen Senderausgang (Koaxialausgang) bemessen ist, zeigt Bild 18.11.

18.1.5. Der abgewandelte *G4ZU*-Beam

Wie bereits aus Bild 18.4. hervorgeht, läßt sich der geschlossene Stub des *G4ZU*-Beam beim Reflektor und beim Direktor bei gleicher elektrischer Wirksamkeit durch eine Spule ersetzen. Dabei können die Parallelrohre eingespart und die Elemente durch ein hölzernes Gerüst (z. B. nach Bild 16.15.) getragen werden. Allerdings sind die Verluste einer Spule größer als die eines aus dicken Rohren gebildeten Stubs. Die mechanischen und elektrischen Unstabilitäten einer Spule unter dem stetigen Einfluß der Witterung ergeben weitere Unsicherheitsfaktoren, die eindeutig für den geschlossenen Stub sprechen. Trotzdem mag in manchen Fällen die Spulenausführung des *G4ZU*-Beam nach Bild 18.12. vorgezogen werden.

Als Besonderheit bestehen in diesem Fall die beiden offenen Stubs aus Koaxialkabeln, die in die offenen Elementrohre eingeschoben werden können. Die Koaxialkabelstubs sind aber kein typisches Merkmal dieser

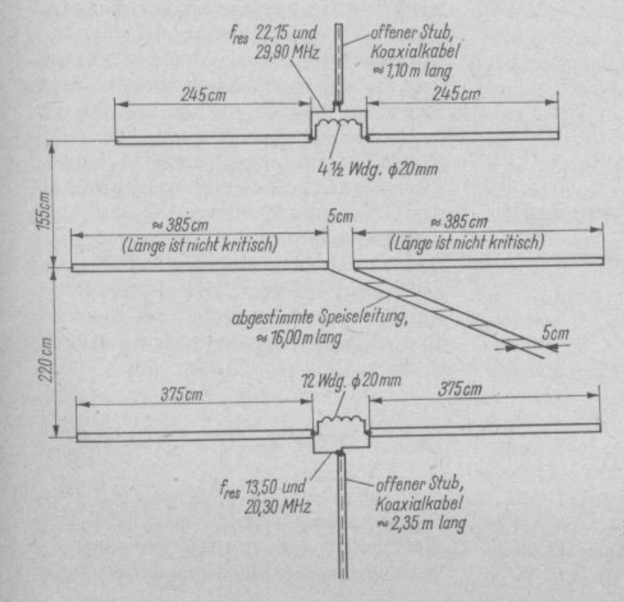


Bild 18.12. Der abgewandelte *G4ZU*-Beam

Ausführung, sie lassen sich bei jedem *G4ZU*-Beam an der Stelle der sonst üblichen Bandleitungsstubs verwenden (Verkürzungsfaktor beachten!). Will man die Koaxialstubs nicht in die Elementrohre einschieben, sollten sie mit passenden Schellen auf dem Holzträger festgelegt werden.

Die Elemente kann man nach Bild 18.13. über eine Hartholztraverse auf dem Holzträger befestigen. Sind keine passenden Standisolatoren vorhanden, können auch einfache Lagerböcke nach Bild 17.4. verwendet werden. Bild 18.14. zeigt eine praktische Ausführung des Mittelteiles von Reflektor und Direktor. Die Spule ist über den als mechanische Verbindung der beiden Elementhälften dienenden Isolierstoffkörper aus *Polystyrol* gewickelt. Auch alle anderen hochwertigen Kunststoffe, die keine Feuchtigkeit aufnehmen, sind geeignet (*Polyäthylen*, *Piacryl* usw.). *Novotext*, ein Kunststoff mit Gewebeeinlage, wäre die mechanisch stabilste Lösung, seine Verlustarmut ist aber im allgemeinen nicht ausreichend; denn die Spule muß von hoher Güte sein.

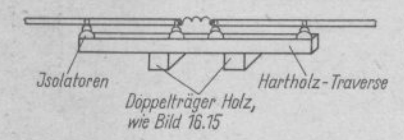


Bild 18.13. Konstruktionsvorschlag für die Halterung der Elemente beim *G4ZU*-Beam nach Bild 18.12.

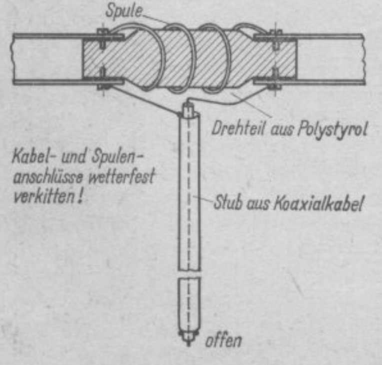


Bild 18.14. Ausführung des Mittelteiles von Reflektor und Direktor

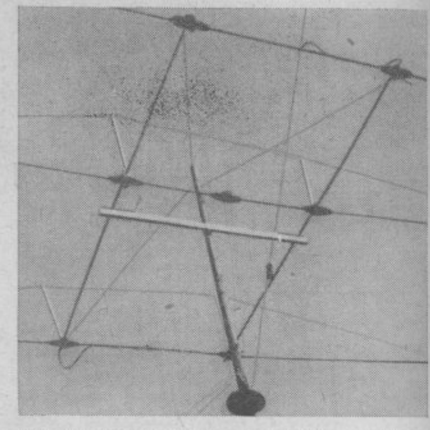


Bild 18.15. Der *G4ZU*-Beam in Leichtbauausführung von *DM2AKN*

Bild 18.15. zeigt einen besonders schlanken und leichten *G4ZU*-Beam, der nach dem Schema von Bild 18.12. konstruiert ist. Er wiegt nur 15 kp und wurde von *DM2AKN* erbaut. Die beiden Boomrohre haben einen gegenseitigen Abstand von 175 cm. Sie werden deshalb nicht als geschlossene Stubs verwendet, sondern dienen lediglich der mechanischen Stabilisierung. Zahlreiche Verspannungen unterstützen die Festigkeit. Zur isolierten Befestigung der Elemente auf den Trägerrohren verwendet man Preßstoffhalterungen des VEB *Antennenwerk* Bad Blankenburg (in dieser Ausführung nicht mehr lieferbar). Die Koaxialkabelstubs sind deutlich zu erkennen; sie werden an den Elementen entlanggeführt und enden in einem der beiden Trägerrohre.

18.2. Der *VK2AOU*-Dreiband-Beam

Die parasitären Elemente des *G4ZU*-Beam sind nur für 2 Frequenzen resonant. Der Wunsch, daß alle Elemente für 3 Bänder

wirken können, liegt nahe. *VK2AOU* bewies durch einige grundlegende Versuche, daß durch Hinzufügen eines 3. Schwingungskreises – analog zum Multibandkreis – auch eine 3. Resonanz erzielt werden kann. Dabei darf dieser 3. Kreis sowohl ein Serienschwingkreis als auch ein Parallelresonanzkreis sein.

Bild 18.16. zeigt ein Zweibandelement mit Parallelresonanzkreis. Diesem schaltet man entsprechend Bild 18.16.b ein Serienresonanzkreis parallel, wodurch sich die erwünschten 3 Resonanzen ergeben. Der gleiche Effekt wird in der Schaltung nach Bild 18.16.c erzielt, bei der 2 in Serie geschaltete Parallelresonanzkreise bei XX angeschlossen sind. Alle Kapazitäten lassen sich auch in diesem Fall durch offene Stubs, alle Induktivitäten durch geschlossene Stubs entsprechender Länge herstellen. Von *VK2AOU* werden jedoch auf Grund der besseren Abgleichmöglichkeit und des geringeren mechanischen Aufwandes Drehkondensatoren und Spulen verwendet.

Eine vorherige Berechnung der *L*- und *C*-Werte ist kaum möglich, da sich jede Veränderung an einem Bauelement auf den gesamten Komplex auswirkt. Die richtigen Werte und Einstellungen werden am schnellsten experimentell ermittelt. Dazu muß man ein Grid-Dip-Meter verwenden.

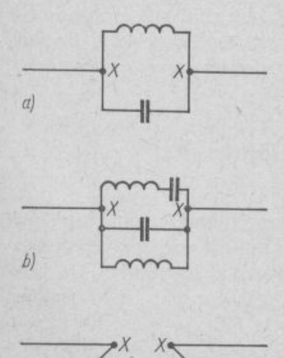


Bild 18.16. Mehrbandelemente

VK2AOU hat einen Dreiband-Beam entwickelt, der auf allen 3 Bändern mit 3 Elementen wirksam ist, wobei die Speisung wahlweise über beliebige angepaßte Leitungen erfolgt. Es sind 2 Speiseleitungen erforderlich. Die eine dient zur Speisung bei 10-m-Betrieb, mit der anderen wird der Beam auf 15 und 20 m erregt. Durch die genauen und umfassenden Angaben von *VK2AOU* führt ein gewissenhafter Nachbau sicher zum gewünschten Erfolg.

Der Dreiband-Beam ist aus dem *VK2 AOU*-Miniatur-Beam (s. Abschn. 17.1.) entstanden. Die Elementabmessungen und Abstände wurden beibehalten; es sind lediglich an Stelle der Verlängerungsspulen Parallelresonanzkreise eingesetzt worden. Das Aufbauschema des *VK2AOU*-Dreiband-Beam zeigt Bild 18.17.

18.2.1. Die Bemessung der Schaltelemente

Die in Bild 18.17. aufgeführten Schaltelemente haben folgende Werte:

Direktor

Spule L_1 – 4 Wdg., 4,5 cm Spulenlänge, 4 cm Durchmesser

Spule L_2 – 6 Wdg., 7 cm Spulenlänge, 4 cm Durchmesser

Kondensator C_1 – Mittelwert etwa 65 pF

Kondensator C_2 – Mittelwert etwa 100 pF

Gespeistes Element

Spule L_3 – 5 Wdg., 5 cm Spulenlänge, 4 cm Durchmesser

Spule L_4 – 7 Wdg., 4,5 cm Spulenlänge, 4 cm Durchmesser

Spule L_{K1} – 2 Wdg., freitragend über L_3 (Ankopplungsspule für 10-m-Band bei Speisung mit beliebig langem 60-Ω-Koaxialkabel)

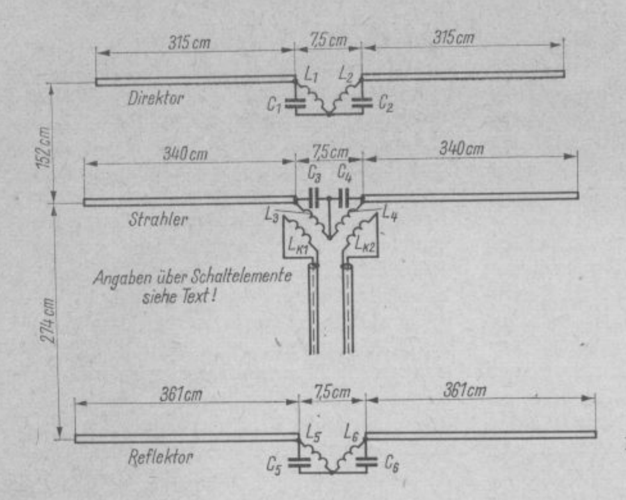


Bild 18.17. Der *VK2AOU*-Dreiband-Beam

Spule L_{K2} – 3 Wdg., freitragend über L_4 (Ankopplungsspule für 15 m und 20 m bei Speisung mit beliebig langem 60-Ω-Koaxialkabel)
Kondensator C_3 – Mittelwert etwa 62 pF
Kondensator C_4 – Mittelwert etwa 85 pF

Reflektor

Spule L_5 – 6 Wdg., 4,7 cm Spulenlänge, 4 cm Durchmesser
Spule L_6 – 8 Wdg., 6 cm Spulenlänge, 4 cm Durchmesser
Kondensator C_5 – Mittelwert etwa 60 pF
Kondensator C_6 – Mittelwert etwa 70 pF

Die Zuleitungslänge zu allen Spulen beträgt je 5 cm, zu den Kondensatoren je 10 cm.

Die Abmessungen der Ankopplungsspulen L_{K1} und L_{K2} stellen Richtwerte dar, wenn zur Speisung Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 60 bis 70 Ω verwendet wird. Für Energieleitungen mit größerem Wellenwiderstand müssen auch die Windungszahlen von L_{K1} und L_{K2} entsprechend erhöht werden.

Die beiden Spulen jedes Elementes sollten sich gegenseitig möglichst wenig beeinflussen. Die Spulenachsen sind deshalb rechtwinklig zueinander angeordnet, wie auch aus Bild 18.17. hervorgeht. *VK2AOU* verwendete stabile freitragende Spulen mit 4 mm Drahtdurchmesser. Für den mechanischen Aufbau der gesamten Antenne gelten sinngemäß die Ausführungen wie beim *VK2AOU*-Miniaturbeam (s. Abschn. 17.1.). Bei der Musterantenne werden Elemente mit 21 mm Rohrdurchmesser (Duralrohr) verwendet. Praktisch sind alle Rohrdurchmesser und Rohrsorten brauchbar, die den mechanischen Anforderungen entsprechen.

18.2.2. Der Abgleich

Zuerst sind die einzelnen Elemente mit dem Grid-Dip-Meter auf die vorher errechneten Resonanzfrequenzen abzustimmen. Da sich der Grid-Dip-Oszillator sehr leicht an die Spulen ankoppeln läßt, werden die Resonanzfrequenzen ausgeprägt und eindeutig angezeigt. Zum groben Erstabgleich kann man den Griddipper ziemlich fest mit den Spulen koppeln; beim nachfolgenden Feinabgleich hält man die Kopplung so lose,

daß der Resonanzdip gerade noch gut zu erkennen ist.

Die 3 Resonanzen des gespeisten Elementes entsprechen den gewünschten Arbeitsfrequenzen. Man legt sie gewöhnlich ungefähr in Bandmitte: 14,15 MHz, 21,20 MHz und 28,50 MHz. Der Reflektor wird auf eine um 5% niedrigere Frequenz abgestimmt: 13,45 MHz, 20,14 MHz und 27,07 MHz.

Die Direktorfrequenzen liegen um 4% höher: 14,72 MHz, 22,05 MHz und 29,65 MHz.

Diese Resonanzfrequenzen sind gültig, wenn die Antenne in ihrer Betriebshöhe abgeglichen wird. Der Vorabgleich kann in Erdbodennähe durchgeführt werden. Dabei ist jedoch zu beachten, daß infolge des kapazitiven Einflusses der nahen Erde eine Verschiebung der Resonanz nach niedrigeren Werten hin erfolgt. *VK2AOU* stellte fest, daß diese Verstimmung beim Vorabgleich in 2 m Höhe über gut leitendem Erdboden für die 14-MHz-Resonanz 350 kHz betrug. Man wird deshalb beim Vorabgleich in Bodennähe die Resonanzfrequenzen entsprechend tiefer legen und z.B. den Strahler auf 13,85 MHz, 20,90 MHz und 28,20 MHz abstimmen. Bei den parasitären Elementen werden die Resonanzfrequenzen ebenfalls entsprechend vermindert. Man kann dann damit rechnen, daß die Frequenzen in der Betriebshöhe bereits annähernd richtig liegen.

Der Spulenabgleich ist nicht besonders kritisch; die großen Spulen L_2, L_4 und L_6 beeinflussen in erster Linie die 14-MHz-Resonanz. Die dazugehörigen Kondensatoren C_2, C_4 und C_6 sind hauptsächlich für die 21-MHz-Resonanzen wirksam, obwohl bei ihrer Einstellung natürlich auch die 14-MHz-Abstimmung etwas »mitgezogen« wird. Mit den kleinen Spulen L_1, L_3 und L_5 werden die 21-MHz-Resonanzpunkte bevorzugt abgestimmt, dagegen wirken sich die Kondensatoren C_1, C_3 und C_5 besonders stark auf die Veränderung der 28-MHz Resonanzen aus. Die Einstellung dieser Kondensatoren ist sehr kritisch; das gilt besonders für C_5 und C_6. Es erweist sich deshalb als zweckmäßig, alle Kondensatoren als Drehkondensatoren auszubilden. Zumindest sollten sehr gute Lufttrimmer verwendet werden. Zum Schutz gegen Witterungseinflüsse ist es ratsam, die Abstimmkreise in Kunststoffgehäuse zu setzen.

Nachdem die Antenne mit dem Grid-Dip-Meter »kalt« auf die Resonanzfrequenzen abgestimmt wurde, erfolgt der betriebsmäßige Abgleich. Zu diesem Zweck wird der Dreiband-Beam über die vorgesehene Speiseleitung vom Sender erregt. Dann stimmt man mit Hilfe eines möglichst weit entfernten Feldstärkeanzeigegerätes auf größte Vorwärtsstrahlung bei bester Rückdämpfung ab.

Als erstes wird der Beam auf Höchstleistung im 14-MHz-und 21-MHz-Band abgeglichen. Die Kondensatoren sind jeweils nur sehr geringfügig zu verändern. Die Einstellungen müssen stetig wechselnd für 14 und für 21 MHz vorgenommen werden. Eine Änderung der Abstimmung für 20 m bedingt gleichzeitig eine Mitnahme der 15-m-Resonanz und umgekehrt. Ist auf diesen beiden Bändern das Optimum erreicht, werden die Einstellungen markiert und nicht mehr verändert. Der Abgleich für 10 m beschränkt sich hauptsächlich auf eine leichte Veränderung der Kondensatoren C_1, C_3 und C_5. Diese Einstellung ist nicht kritisch, das Optimum liegt sehr breit.

Abgleichfehler können in erster Linie bei der Abstimmung der parasitären Elemente auftreten. Wird z.B. der Reflektor »zu kurz«, der Direktor dagegen »zu lang« getrimmt, so kann der Reflektor zum Direktor werden und umgekehrt. Es kommt auch vor, daß nur ein Element fehlabgestimmt ist. Dann wird möglicherweise der Reflektor zum Direktor oder der Direktor bekommt Reflektorwirkung. Dieser Umstand ist durch eine starke Verringerung der Vorwärtsstrahlung festzustellen. Um solche Fehler sofort richtig zu erkennen, empfiehlt *VK2AOU* die Verwendung zweier Feldstärkeanzeiger, den einen in der Richtung der Vorwärtsstrahlung, den anderen zur gleichzeitigen Kontrolle der

Rückdämpfung. Nur ein systematisches Vorgehen beim Abgleich garantiert den vollen Erfolg. Der ganze Vorgang ähnelt der Gleichlaufeinstellung beim Superhet.

Eine bestimmte Vereinfachung bei gleicher Wirksamkeit ist möglich, wenn das gespeiste Element nach Art des *G4ZU*-Beam (Bild 18.3.) ausgeführt und die Antenne über eine abgestimmte Speiseleitung erregt wird. Es müssen dann nur Reflektor und Direktor auf die entsprechenden Resonanzen getrimmt werden, während man das gespeiste Element durch das Antennenabstimmgerät am Ende der Speiseleitung zur Resonanz bringt.

Der *VK2AOU*-Dreiband-Beam hat beim 10-m- und 15-m-Betrieb etwa die gleichen Eigenschaften wie der *G4ZU*-Dreiband-Beam; er übertrifft diesen etwas im 20-m-Band, weil in diesem Fall 3 verkürzte Elemente mit allerdings sehr kleinen Elementabständen wirksam sind.

18.3. Der *DL1FK*-Dreiband-Beam (DBPa Nr. A 30652)

Der *DL1FK*-Dreiband-Beam zeichnet sich durch einen sehr leichten und mechanisch unkomplizierten Aufbau aus. In der Leistung ist er seinen gewichtigeren Brüdern mindestens ebenbürtig. Das Besondere an diesem 3-Element-Drehrichtstrahler stellt jedoch die neuartige Konstruktion der parasitären Elemente dar. Da es sich um eine neue sehr sinnvolle Lösung des Mehrbandproblems handelt, wird der Nachbau etwas ausführlicher beschrieben.

18.3.1. Das gespeiste Element

Bild 18.18. veranschaulicht das gespeiste Element in einer Leichtbaukonstruktion von *DL1FK*. Im Prinzip handelt es sich in diesem Fall um das gleiche strahlende Element wie beim *G4ZU*-Beam (Abschn. 18.1.), es weist jedoch einige konstruktive Feinheiten auf, die der Leichtbauweise entgegenkommen. Das gespeiste Element hat eine Gesamtlänge von knapp 8 m und ist demnach für das 15-m-Band annähernd resonant (etwas zu lang). Die exakte Resonanz für alle 3 Bänder wird über eine abgestimmte Speiseleitung und ein Antennenabstimmgerät an deren Fußpunkt hergestellt. Die verwendeten Duralrohre verjüngen sich stufenweise nach außen.

Einzelabmessungen nach Bild 18.18.

- u – je 200 cm Duralrohr, 20 mm Durchmesser, 1 mm Wanddicke
- v – je 100 cm Duralrohr, 18 mm Durchmesser, 1 mm Wanddicke
- w – je 20 cm Kunststoffrohr (verlustarm und feuchtigkeitsunempfindlich), 16 mm Durchmesser, 2 bis 4 mm Wanddicke
- x – je 60 cm Duralrohr, 10 bis 12 mm Durchmesser, 1 mm Wanddicke
- y – je eine Drahtschleife, 10 cm Windungsdurchmesser, Aludraht, 2 bis 4 mm Durchmesser
- Z – Haltetraversen, bestehend aus 2 Duralschienen mit U-Profil, Länge je 130 cm
- *L* – Spule über w gewickelt, 6 Wdg. mit 3 cm Spulendurchmesser bei 10 cm Spulenlänge, Material: Aludraht, 3 bis 6 mm Durchmesser

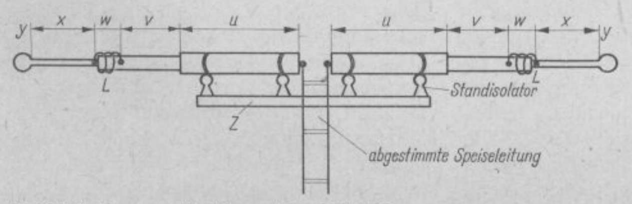


Bild 18.18. Das gespeiste Element des *DL1FK*-Beam

Die Wanddicke von 1 mm für die Duralrohre ist ausreichend. Man richte sich aber nach dem handelsüblichen und verfügbaren Material, zumal die Abmessungen der Einzelrohre und des gesamten gespeisten Elementes durchaus nicht kritisch sind.

Beide Strahlerhälften werden über Standisolatoren auf einer Haltetraverse befestigt, die nach *DL1FK* aus 2 parallellaufenden U-Profilschienen besteht. Holzträger erfüllen den gleichen Zweck, sind aber schwerer. Der Trageboom wird aus 2 parallelen, je 420 cm langen Duralrohren gebildet. Auf diesem schellt man die U-Schienen fest. Hängen die Strahlerhälften zu stark durch, dann kann leicht eine zusätzliche Abspannung über einen kleinen Spannturm angebracht werden. Grundsätzlich läßt sich auch jedes andere Dreiband-Strahlerelement (z.B. nach *VK2AOU* oder *W3DZZ*) verwenden.

Wichtig ist, daß das gespeiste Element für 20 m mindestens *elektrisch* $\lambda/2$ lang sein muß; es darf für 10 m elektrisch nicht länger als 1,2λ werden (2 · 0,6λ). Bei einigen Konstruktionen wird diese Forderung nicht erfüllt, und der Strombauch, der das stärkste magnetische Feld erzeugt, liegt dann entweder in der Speiseleitung oder in den Abstimmitteln.

Das gespeiste Element bildet für 10 und für 15 m je 2 kollineare Halbwellenstücke (Dipolzeile), die gleichphasig erregt werden. Dadurch wird für diese beiden Bänder durch den Strahler allein bereits ein Gewinn von 1,8 dB erreicht. Für 20 m ist der verkürzte Strahler etwas schlechter als ein Halbwellendipol voller Länge.

Die frequenzabhängige elektrische Strahlerverlängerung wird durch die beiden Verlängerungsspulen *L* in Verbindung mit den als Endkapazität wirkenden Drahtschleifen y bewirkt. Dadurch ist dafür gesorgt, daß die Strommaxima optimal zur Ausstrahlung beitragen können.

18.3.2. Die Speisung

Die abgestimmte Speiseleitung ist so zu bemessen, daß sie für keines der benutzten

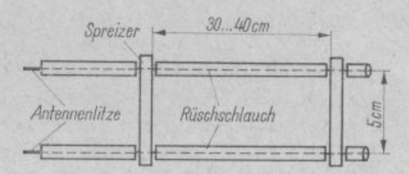


Bild 18.19. Die Speiseleitung

Bänder in einem Strom- oder Spannungsmaximum endet. Andernfalls können sich – wie bereits beschrieben – Gleichtaktwellen auf der Speiseleitung ausbilden, und die Speiseleitung strahlt dann ebenso intensiv wie die Antenne selbst. Bei *DL1FK* wird diese Forderung durch eine 17,2 m lange Speiseleitung erfüllt. Auch Feederleitungen von etwa 12 und 23 m dürften geeignet sein.

Eine sehr leichte und geschmeidige Speiseleitung stellt man aus Antennenlitze her, die durch Spreizer auf einem Abstand von 5 cm gehalten wird. Das umständliche Abbinden oder Festklemmen der Spreizer kann bei folgender Methode entfallen: Von einer entsprechenden Menge Rüschschlauch mit etwa 8 mm Außendurchmesser werden 30 bis 40 cm lange Stücke geschnitten. Auf jede Ader der Speiseleitung wird dann je 1 Stück Rüschschlauch aufgeschoben; es folgt ein Spreizer, ein Rüschrohr, ein Spreizer und so fort, bis die gesamte Leitung abwechselnd mit Schlauch und Spreizern versehen ist (Bild 18.19.). Die Speiseleitung hat den zusätzlichen Vorzug, isoliert zu sein. Die Spreizer werden aus geeigneten Kunststoffstreifen hergestellt. Die beiden Bohrungen (5 cm Abstand) sind so zu halten, daß die Antennenlitze ohne Mühe durchgleiten kann. Durch den Rüschschlauch werden die Spreizer in ihrer Lage festgehalten. Die Ankopplung der Speiseleitung an die Sender-Endstufe erfolgt über einen der bekannten Antennenkoppler (siehe Abschnitt 8.2.).

18.3.3. Die parasitären Elemente

Während sich die bisherigen Angaben zum strahlenden Element und zu dessen Spei-

sung in durchaus bekannten Gebieten bewegten, stellen die nun zu besprechenden parasitären Elemente des *DL1FK*-Beam das grundsätzlich Neue dieser Antenne dar. Die Resonanz der parasitären Elemente wird für die verschiedenen gewünschten Frequenzen dadurch hergestellt, daß unter Mitverwendung von Teilen des Elementes symmetrisch zur Mitte Resonanzkreise für die betreffenden Frequenzen gebildet werden. Infolge ihrer Konstruktion haben diese eine hohe Güte, und die Teile der Elemente, die nicht innerhalb des Resonanzkreises liegen, schließen sich, konstruktiv bedingt, an die Stellen des Resonanzkreises an, die ihrem Impedanzwert entsprechen. Bild 18.20. zeigt ein solches *DL1FK*-Mehrbandelement in schematischer Darstellung. Es enthält zusätzlich zum eigentlichen Element 2 lineare Abstimmungsglieder K_1 und K_2. Damit ist es grundsätzlich möglich, 3 Frequenzen abzustimmen. Durch Verschieben der Abgriffe S_1 bzw. S_2 werden die *L*-Werte, durch Verändern der Drehkondensatoren die *C*-Werte variiert.

Wird das Element selbst in seiner Längenausdehnung für die mittlere benutzte Frequenz (z.B. 21 MHz) etwa richtig bemessen – zweckmäßig ein wenig länger als errechnet –, so erlaubt C_2 die elektrische Verkürzung. C_2 und der Teil zwischen den beiden Schellen S_2 dient aber gleichzeitig zum Einstellen der Resonanz für die gewünschte niedrigere Frequenz, also z.B. 14 MHz. Diese Einstellung ist sehr scharf, das Element wird für 14 MHz selektiver, als es ein normal bemessenes 20-m-Element sein würde (verringerte Bandbreite). K_1

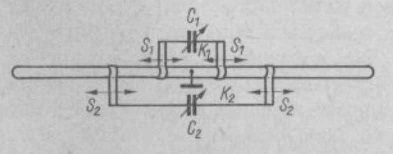


Bild 18.20. Schematische Darstellung eines Dreibandelementes nach *DL1FK;* S_1, S_2 – Rohrschellen, auf dem Element verschiebbar, C_1, C_2 – Drehkondensatoren 50 oder 100 pF Endkapazität

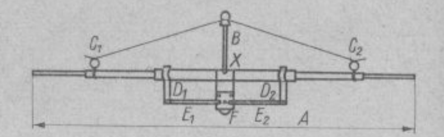


Bild 18.21. Parasitäres Element nach *DL1FK*

mit C_1 und S_1 bilden analog den Resonanzkreis für die gewünschte höhere Frequenz, in unserem Fall 28 MHz. Die Abstimmung dieses Kreises muß sehr sorgfältig erfolgen; denn es besteht die Gefahr, daß man falsch abgleicht. Dann kann das Element für 28 MHz wie ein Ganzwellenstück wirken. Ein solches Ganzwellenstück ist aber wegen der Phasendrehung von $2 \cdot 180°$ als parasitäres Element ungeeignet (beide Halbwellenstücke sind gegenphasig erregt).

Nach diesen theoretischen Erörterungen des Prinzips soll nun die Praxis der *DL1FK*-Elemente beschrieben werden. Bild 18.21. zeigt ein parasitäres Element, wie es im *DL1FK*-Beam als Reflektor bzw. Direktor verwendet wird. Die sehr leichte und praktische Konstruktion ergibt sich, wenn man den langen, gestreckten Teil des Sekundärstrahlers so bemißt, daß seine Länge A annähernd für das 15-m-Band paßt. Damit die dünnen, sich nach den Enden hin verjüngenden Rohre nicht zu stark durchhängen, werden sie über einen etwa 20 cm hohen Spannturm B abgespannt. Dazu benutzen wir Antennenlitze, die vom gestreckten Element durch je einen Porzellanring (C_1 und C_2) isoliert wird. Diese Abspannung läßt sich gleichzeitig als Parasitärelement für 10 m verwenden, indem man ihre Gesamtlänge entsprechend bemißt. Für das 20-m-Band wirkt der Bügel D_1–E_1–E_2–D_2, der mit dem Drehkondensator F abgestimmt wird. Die Abmessungen sind aus der Tabelle auf Seite 268 zu ersehen.
Gleiche Positionen für Direktor und Reflektor.

D_1, D_2 – Abstandsschellen, Aluminium, je 10 cm lang
C_1, C_2 – Porzellanringe

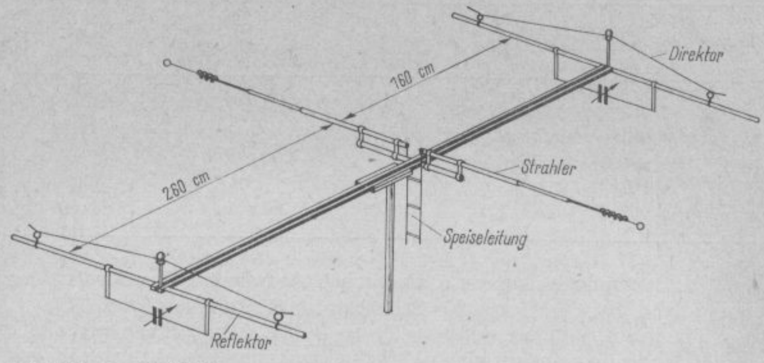


Bild 18.22. Der *DL1FK*-Beam

B – Spannturm, 20 cm hoch; ein Dachrinnen-Standisolator für Bandleitung ist gut geeignet

F – Drehkondensator 12 bis 50 pF zwischen den Enden von E_1 und E_2

X – geometrische Mitte des gestreckten Elementes. An dieser Stelle kann der Trageboom metallisch leitend befestigt werden (Spannungsminimum)

Für den Drehkondensator F genügt bei mittleren Sendeleistungen ein Plattenabstand von 0,5 bis 1 mm. Die mechanische Befestigung des Drehkondensators erfolgt zweckmäßig über eine isolierende Stütze (z.B. *Piacryl*-Streifen) an der Elementmitte (Punkt X). Der Drehkondensator ist vor Witterungseinflüssen zu schützen. Zu diesem Zweck kann er in ein wasserdichtes Gehäuse oder in einen Kunststoffolienbeutel gesetzt werden.

Einen Gesamteindruck des *DL1FK*-Beam vermittelt Bild 18.22. (schematische Darstellung). Bei der Musterantenne ist der gesamte Boom 4,20 m lang. Der Abstand Strahler–Direktor beträgt 160 cm, der Abstand Reflektor–Strahler 2,60 m. Der Tragemast ist im Schwerpunkt befestigt.

Auffällig sind die kurzen Drahtenden, die von den Abspannungen an den Porzellanringen überstehen. Diese »Drahtschwänzchen« (je etwa 10 cm lang) dienen zum Abstimmen des parasitären Elementes für 10 m. Beim Abgleich wird jeweils soviel Draht von den »Schwänzchen« abgeschnitten, bis Resonanz als Reflektor bzw. Direktor im 10-m-Band hergestellt ist.

18.3.4. Der Abgleich

Zur optimalen Abstimmung dieser Antenne benötigt man ein Grid-Dip-Meter und ein einfaches Feldstärkeanzeigegerät. Die Antenne kann etwa 2 m über dem Erdboden montiert und abgeglichen werden. Zuerst wird provisorisch auf 20 m abgestimmt. Anschließend wickelt man die überstehenden Enden der 10-m-Abspanndrähte auf einen isolierten Schraubenzieher auf (Handkapazität vermeiden), um die Abschneidepunkte festzustellen. Zum Ausgleich des Unterschiedes zwischen Bodennähe und späterem Standort werden je Seite wieder 3 cm zugegeben. Dann schneidet man die für 15 m etwas zu lang bemessenen Elemente stückweise an den Enden ab, bis man in die Nähe der gewünschten Resonanz kommt. Diese Länge paßt dann gerade für den Standort auf dem Mast. Möglichst nach der endgültigen Montage werden die Drehkondensatoren für 20 m nachgestimmt. Dazu muß man das Feldstärkeanzeigegerät genau beobachten, da die Abstim-

Bezeichnung nach Bild 18.21.	Wirkung als Direktor	Reflektor
Länge des gestreckten Elementes A (Duralrohr)	6,80 m	7,40 m
Gesamtlänge der Abspannung zwischen C_1 und C_2 (Antennenlitze)	4,80 m	5,00 m
Länge der Drähte E_1 und E_2 (3 mm Durchmesser) je	1,10 m	1,30 m

mung sehr scharf ist. Es empfiehlt sich, erst den Reflektor und dann den Direktor auf das Rückwärtsminimum abzustimmen, weil dieses schärfer und eindeutiger auftritt als das Vorwärtsmaximum.

Die einzustellenden Resonanzfrequenzen sind in Tabelle 18.1. enthalten.

Beim Abstimmen auf 20 m ist zu beachten, daß sich der Widerstand im Speisepunkt des Strahlers stark ändert und sehr gering wird, wenn der Direktor bei dem minimalen Abstand zum Strahler in Resonanz kommt. Wird eine offene Leitung benutzt, so muß man deshalb gleichzeitig am Senderausgang nachstimmen.

Das Prinzip der linearen Wellenfallen bzw. der Abstimmglieder des *DL1FK*-Elementes läßt sich auch auf viele andere Anwendungsgebiete ausdehnen.

18.4. Der *W3DZZ*-Dreiband-Beam

Eine sehr zweckmäßige und leistungsfähige Lösung für den Dreiband-Beam wurde von *W3DZZ* vorgeschlagen. Bei dieser Antenne werden keine Kompromisse eingegangen, sie erreicht die gleichen Leistungsdaten, die für 3 entsprechende Einzel-*Yagis* charakteristisch sind. Dieser Drehrichtstrahler erfordert allerdings einen beachtlichen mechanischen Aufwand und außerdem den Selbstbau einiger Präzisionsteile.

Da der *W3DZZ*-Beam für amerikanische Verhältnisse konstruiert ist, wurde von *DL1AU* mit Unterstützung von *W3DZZ* eine europäische Version entwickelt, die sich auf unser metrisches System stützt und handelsübliche Rohrsorten verwendet.

18.4.1. Die Wirkungsweise

Der *W3DZZ*-Beam unterliegt den gleichen Gesetzmäßigkeiten wie die *W3DZZ*-Allband-Drahtantenne (s. Abschn. 10.2.8.). Die Wirkungsweise wird am Beispiel des gespeisten Elementes noch einmal behandelt (Bild 18.23.).

Der 10-m-Dipol nach Bild 18.23.a ist längenmäßig wie üblich für dieses Band bemessen. Die freien Enden sind mit je einem Parallelresonanzkreis L_1–C_1 und L_2–C_2 abgeschlossen. Bei genügend hoher Kreisgüte bilden die Sperrkreise für ihre Resonanzfrequenz einen sehr hohen Widerstand; sie wirken wie Isolatoren. Die Kreise sind auf die Arbeitsfrequenz im 10-m-Band abgestimmt, und die nach Bild 18.23. b bei YY angeschlossenen Leiterstücke beeinflussen die Resonanz des 10-m-Dipols nicht mehr. Wird der Strahler bei XX dagegen mit einer Frequenz von beispielsweise 21 MHz er-

Tabelle 18.1. Resonanzfrequenzen des DL 1 FK-Dreiband-Beam für die Abstimmung mit Grid-Dip-Meter

Betriebsfrequenz	Reflektorabstimmung	Direktorabstimmung
28400 kHz	27600 kHz	29400 kHz
21250 kHz	20800 kHz	21700 kHz
14250 kHz	13950 kHz	14550 kHz

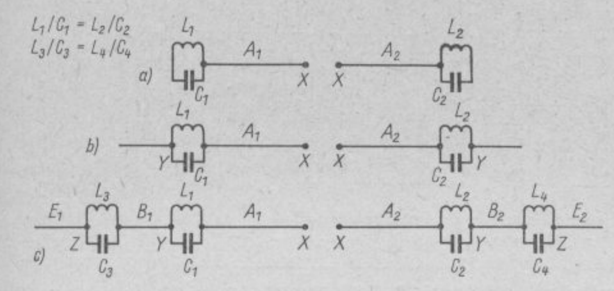


Bild 18.23
Die Entwicklung eines Halbwellendipols zum Dreibandelement; a – der 10-m-Dipol, b – die Erweiterung zum 15-m-Dipol, c – das vollständige Dreibandelement für 10 m, 15 m und 20 m

regt, so sind die beiden Sperrkreise für diese Frequenz außer Resonanz; sie haben demnach keine Sperrwirkung mehr. Die Induktivitäten L_1 und L_2 bilden nun Verlängerungsspulen für den 15-m-Dipol. Bei geeigneter Bemessung der Leiterstücke B_1 und B_2 ergeben diese zusammen mit A_1 und A_2 sowie den Induktivitäten L_1 und L_2 einen Halbwellenstrahler für 21 MHz, ohne daß sich an der Resonanzlage für 28 MHz etwas ändert. Da das Element jedoch auch für 14 MHz brauchbar sein soll, werden nach Bild 18.23.c an die Enden der Leiterstücke B_1 und B_2 noch einmal 2 Sperrkreise L_3–C_3 sowie L_4–C_4 geschaltet und auf Sperrwirkung für 21 MHz abgestimmt.

Nach Bild 18.23.c sind bei den Punkten ZZ noch zwei offene Leiterstücke E_1 und E_2 angefügt. Sie dienen zur Herstellung der Halbwellenresonanz; denn das Element bei XX wird mit einer Frequenz von 14 MHz erregt. Weder die Kreise L_1–C_1 und L_2–C_2 noch L_3–C_3 und L_4–C_4 sind im 20-m-Band in Resonanz. Alle Selbstinduktionen wirken demnach für 14 MHz als Verlängerungsspulen. Die Leiterstücke A_1, A_2, B_1, B_2 und E_1, E_2 ergeben zusammen mit den Induktivitäten L_1, L_2, L_3 und L_4 Halbwellenresonanz im 20-m-Band. Die Anordnung nach Bild 18.23.c ist deshalb für 3 Bänder gleichzeitig und ohne Umschaltung abgestimmt.

In gleicher Weise sind auch die parasitären Elemente ausgeführt, wobei lediglich die Resonanzen für den Reflektor entsprechend niedriger und für den Direktor höher gelegt werden. Da diese Elemente parasitär erregt sind, entfällt auch ihre Auftrennung in der geometrischen Mitte. Die Sekundärelemente können dort geerdet werden.

Bild 18.24. zeigt das Schema des vollständigen *W3DZZ*-Dreiband-Beam. Es fällt auf, daß zwischen Strahler und Reflektor sowie zwischen Strahler und Direktor noch je ein kurzes Parasitärelement angebracht wurde. Dabei handelt es sich um einen Reflektor und einen Direktor für den 10-m-Betrieb. Da die Abstände Strahler–Reflektor und Strahler–Direktor in einem 3-Element-System bei Dreibandbetrieb für das 10-m-Band etwas zu groß werden, fügte man diese zusätzlichen Elemente ein. Dadurch arbeitet die Antenne bei 28 MHz mit insgesamt 5 Elementen, wobei allerdings der 2. Reflektor kaum etwas zum Gewinn beitragen dürfte. Es kann deshalb beim 10-m-Betrieb mit einem Gewinn von etwa 7 dB gerechnet werden. Für 21 MHz und 14 MHz sind 3 Elemente wirksam, wobei sich im 15-m-Band ein Gewinn von knapp 6 dB und im 20-m-Band, weil etwas verkürzt, rund 5 dB erreichen lassen.

18.4.2. Die praktische Ausführung

Für alle Spulen L_1 werden 5 Wdg. 4-mm-CuAg-Draht bei einem Innendurchmesser der Spule von 62 mm angegeben. Die Spule L_2 weist bei sonst gleichen Abmessungen 7 Wdg. auf. Alle Kondensatoren C haben eine Kapazität von 25 bis 29 pF.
Für die Sperrkreise L_1–C beträgt die Abgleichfrequenz 28 MHz, während die Kreise L_2–C auf 20,2 MHz abgestimmt werden. Dabei ist zu beachten, daß der Abgleich

Bild 18.24. Das Schema des *W3DZZ*-Dreiband-Beam

nur durch Verändern der Spulenlänge erfolgt, denn die Kreiskapazität von 25 pF bis 29 pF muß in jedem Fall erhalten bleiben. Als besonders günstig erwies es sich bei der Originalausführung des *W3DZZ*-Beam, daß die Kondensatoren *C* durch die Elementrohre selbst dargestellt wurden. Diese Rohre lassen sich unter Zwischenlage eines Isolierstoffzylinders teleskopartig ineinanderschieben, wodurch sich eine Kapazität ergibt, deren Dielektrikum durch die Isolierstoffzwischenlage gebildet wird. Eine solche Konstruktion erfordert natürlich große mechanische Präzision und passende Rohre mit den entsprechenden Durchmessern und Wandstärken. Eine mechanisch einfachere Lösung besteht darin, die Rohre über einen passenden Dorn aus Isoliermaterial gemäß Bild 18.25. miteinander zu verbinden. Als Isoliermaterial eignet sich dafür *Novotext;* denn es ist sehr bruchsicher. Bei einigen Sorten ist aber die

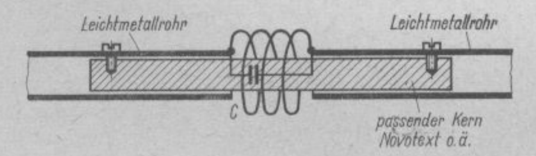


Bild 18.25. Vorschlag für die Ausführung der Sperrkreise

Verlustarmut nicht besonders groß, es besteht außerdem bei solchen Schichtpreßstoffen die Tendenz, Feuchtigkeit aufzunehmen. Ein zusätzlicher Oberflächenschutz ist deshalb erforderlich. Es gibt aber auch sehr verlustarme Kunststoffe, die eine genügende Elastizität und Bruchsicherheit aufweisen und unter verschiedenen Firmenbezeichnungen gehandelt werden. In mechanischer und in elektrischer Beziehung dürften sich glasfaserverstärkte *Polyester*-Rundstäbe (Kunststoffangelruten) am besten eignen. Der Kondensator *C* muß dabei durch einen hochwertigen Festkondensator mit geringem Temperaturgang gebildet werden, der witterungsgeschützt unterzubringen ist. Sein Kapazitätswert darf allerdings nur bei 15 bis 20 pF liegen, da durch die Annäherung der beiden Elementrohre bereits eine gewisse Anfangskapazität auftritt.

Die Speisung des Systems läßt sich in der Art der bewährten Gamma-Anpassung durchführen (s. Abschn. 6.3.); dann kann die Erregung über ein beliebig langes Koaxialkabel erfolgen. Wenn das Gamma-Glied für den 15-m-Betrieb auf optimale Anpassung eingestellt wird, bleibt die Welligkeit der Speiseleitung bei 10 m und bei 20 m noch in tragbaren Grenzen.

Es ist auch möglich, für den *W3DZZ*-Beam das gespeiste Element eines *DL1FK*-Beam zu verwenden (s. Bild 18.18.) und dann über eine abgestimmte Leitung zu speisen. Dabei fallen auch die Sperrkreise im Strahlerelement weg, und die Resonanzlage wird für jedes Band am senderseitigen Ende der abgestimmten Speiseleitung hergestellt.

18.5. Verschachtelte Zweiband-*Yagis* für 20 und 15 m

Als verschachtelt können solche Elemente bezeichnet werden, die – für verschiedene Bandfrequenzen bemessen – auf einem gemeinsamen Antennenträger ineinander verschachtelt untergebracht sind. Dabei wählt man die Elementabstände so, daß der gegenseitige Einfluß auf die Strahlungseigenschaften der nicht zum gleichen Band gehörigen Elemente möglichst gering bleibt.

18.5.1. Die Zweiband-*Yagi* für 20 und 15 m nach *KH6OR*

Dieser von *KH6OR* entwickelte Zweiband-Beam ist die Kombination eines gespeisten »echten« Mehrbandelementes mit verschachtelten Parasitärelementen. Bild 18.26.a zeigt das Schema dieser Antenne, während man aus der Teilzeichnung (Bild 18.26.b) Einzelheiten des gespeisten Elementes ersehen kann.

Das gespeiste Element hat 2 Sperrkreise nach Art der *W3DZZ*-Antenne, die auf eine Resonanzfrequenz von 20,5 MHz abgestimmt sind. Die Kondensatoren haben dabei eine Kapazität von je 25 pF; die beiden Spulen weisen je 6 Wdg. eines 3 bis 3,5 mm dicken Aluminiumdrahtes auf. Der Windungsdurchmesser beträgt 75 mm, die Wdg. sind auf eine Länge von 50 mm verteilt. Neu ist die Art, 2 verschieden lange Gamma-Anpassungen parallel zu schalten, um eine gute Anpassung an das koaxiale Speisekabel für beide Bänder zu erhalten. Die für die Gamma-Anpassungen angegebenen Maße sind Richtwerte, die beim Endabgleich so korrigiert werden müssen, daß auf dem Koaxialkabel die geringste Welligkeit auftritt. Mit den angegebenen Abmessungen des gespeisten Elementes betragen die beiden Resonanzfrequenzen der Antenne 14,3 und 21,3 MHz.

Die parasitären Elemente haben volle Länge und sind so auf dem Tragemast verschachtelt, daß eine gegenseitige Beeinflussung weitgehend vermieden wird. Der Reflektorabstand beträgt für 20 m 0,124λ und für 15 m 0,13λ. Die Direktorabstände sind bei 20 m mit 0,17λ und für 15 m mit 0,19λ gewählt. Insgesamt ergibt sich daraus eine Boomlänge von 6,10 m. Selbstverständlich läßt sich das gespeiste Element durch jedes andere Mehrbandelement ersetzen; man sollte dabei aber beachten, daß stark ver-

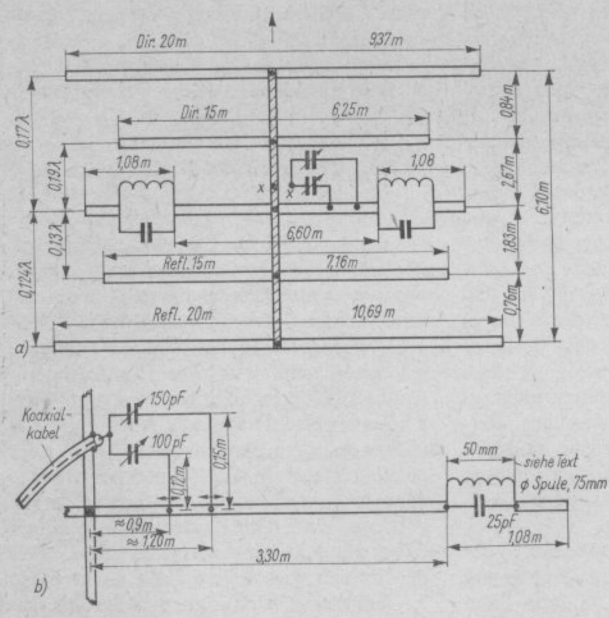


Bild 18.26. Der Zweiband-Beam für 20 m und 15 m nach *KH6OR;* a – Gesamtschema, b – Teilzeichnung gespeistes Element

kürzte Strahlerelemente wenig Sinn haben. Wenn man schon Parasitärelemente voller Länge verwendet, dann sollten die guten Eigenschaften dieser Elemente nicht durch einen verkürzten Strahler mit verschlechtertem Abstrahlungswirkungsgrad herabgemindert werden. Einen vollwertigen Ersatz des gespeisten Zweibandelementes würde das gespeiste Dreibandelement des *DL1FK*-Beam nach Bild 18.18. darstellen. Außerdem besteht zusätzlich noch die Möglichkeit, auf dem Antennenträger parasitäre 10-m-Elemente unterzubringen, womit ein Dreibandbetrieb möglich ist.

18.5.2. Verschachtelte Zweiband-*Yagi* für 20 und 15 m nach *W8FYR*

Das in Bild 18.27. dargestellte Schema dieser Antenne zeigt keine Besonderheiten; es handelt sich um zwei normal bemessene 3-Element-*Yagi*-Antennen, die getrennt über Gamma-Anpassungen gespeist werden und auf einem gemeinsamen Träger untergebracht sind.

Wer Komplikationen beim Bau eines Mehrbandrichtstrahlers aus dem Weg gehen möchte und außerdem über genügend Platz sowie das erforderliche Material verfügt, sollte eine Ausführung dieser Art wählen.

Die gegenüber dem *KH6OR*-Beam etwas vergrößerten Elementlängen lassen erkennen, daß die Resonanzfrequenzen dieser Antenne näher dem niederfrequenten Bandanfang (Telegrafieteil) liegen. Die Gamma-Anpassungen bemißt man nach Abschnitt 6.3. Es sind zwei getrennte koaxiale Speisekabel erforderlich. Das 2. Speisekabel kann eingespart werden, wenn man die Strahlerumschaltung über ein Koaxialrelais vornimmt, das auf dem Antennenträger befestigt ist.

18.6. Verschachtelte Zweiband-*Yagis* für 15 und 10 m

Eine verschachtelte Zweiband-*Yagi* für 15 und 10 m, die im Prinzip genau der in Bild 18.27. dargestellten Antenne entspricht, zeigt Bild 18.28. Sinngemäß haben für diese Antenne auch die für die 20-/15-Ausführung gegebenen Daten Gültigkeit.

Eine kleine Besonderheit weist der Zweiband-Beam nach *W4KFC* (Bild 18.29.) auf. Bei ihm wird ein Parasitärelement eingespart, da man das mittlere Sekundärelement gleichzeitig als Reflektor für 10 m und als Direktor für 15 m nutzt. Als Reflektor für 10 m ist dieses Element allerdings etwas zu lang. Die Doppelnutzung bedingt auch eine etwas andere Elementverteilung, so daß der Elementträger eine Länge von 6,05 m erhält. Da die kompaktere Ausführung nach Bild 18.28. bei mindestens gleicher Leistung mit nur 4,60 m Trägerlänge auskommt, ist die Einsparung eines Elementes kein entscheidender Vorzug der Ausführung von *W4FKC*.

18.7. Einfache Kompromiß-Mehrbandantennen

Bereits mit einfachen Kompromißlösungen von Mehrbandantennen können oft erstaunlich gute Resultate erzielt werden, besonders wenn es gelingt, eine solche Antenne in großer Höhe aufzubauen. Nachfolgend wird eine Auswahl solcher vereinfachter Mehrbandstrahler beschrieben.

18.7.1. Die *Maria-Maluca*-Dreibandantenne

Eine in Lateinamerika verbreitete einfache Dreibandantenne nennt sich *Maria-Maluca*. Sie ist für die Amateurbänder 10, 15 und 20 m brauchbar, wobei das gespeiste Element über eine abgestimmte Speiseleitung erregt und zur Resonanz gebracht wird.

Bild 18.30. zeigt die *Maria-Maluca* mit allen Einzelheiten und Abmessungen für den Nachbau. Sie wirkt als 2-Element-Richtstrahler für 10 m, wobei das parasitäre Element einen etwas zu lang bemessenen Direktor in $\lambda/6$-Abstand ergibt. Das gespeiste Element stellt für 10 m einen verlängerten Dipol dar, der in gleicher Weise wie beim *G4ZU*-Beam über Speiseleitung und Antennenkoppler zur Resonanz gebracht wird. Im 15-m-Band arbeitet die Antenne als Halbwellendipol voller Länge mit geringerer Wirksamkeit des Direktors, da dieser sich wohl in $\lambda/8$-Abstand befindet, jedoch für 21 MHz zu kurz bemessen ist. Eine Direktorwirkung läßt sich noch einwandfrei feststellen. Schließlich wirkt die *Maria-Maluca* im 20-m-Band als verkürzter Dipol. Der Direktor soll auch im 20-m-Band noch eine – wenn auch sehr geringe – Wirkung haben; deshalb wird behauptet, daß die Leistung im 20-m-Band der eines Halbwellendipols voller Länge gleichkommt.

Die Antenne wird über eine 300-Ω-Speiseleitung bestimmter Länge erregt. Die Leitungslänge kann wahlweise 11,70, 18,50 oder 23,55 m betragen. Nur damit lassen sich die günstigsten Betriebsergebnisse erzielen.

Die *Maria-Maluca* kann und will keine Hochleistungsantenne sein. Sie ist jedoch die Kompromißlösung einer mit einfachsten Mitteln herzustellenden, nachbausicheren Dreibandantenne, die ihre Eignung für den DX-Verkehr bereits bewiesen hat.

18.7.2. Einfache Zweibandbauformen

Die einfachsten Ausführungen für den Zweibandbetrieb bestehen aus einem abgestimmten Halbwellendipol, der für das niederfrequentere Band volle Länge aufweist. Der dem Halbwellendipol zugeordnete Direktor ist für das höherfrequente Amateurband bemessen, so daß dort die Antenne als 2-Element-Richtstrahler wirkt.

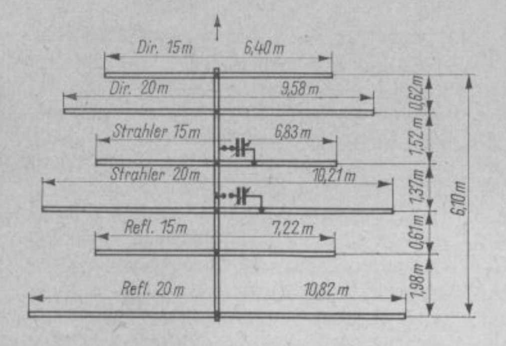


Bild 18.27. Verschachtelter Zweiband-Beam für 15 m und 20 m

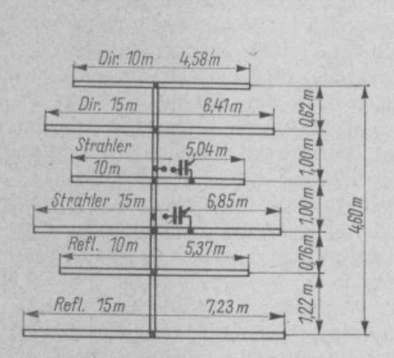


Bild 18.28. Verschachtelter Zweiband-Beam für **10 m** und 15 m

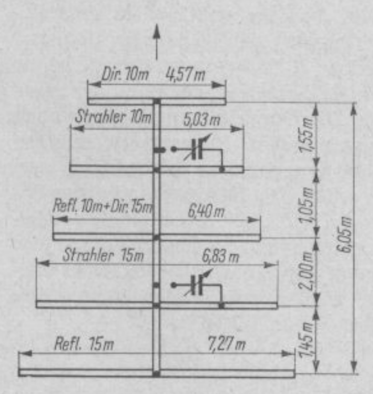


Bild 18.29. Verschachtelter Zweiband-Beam nach *W4KFC* für 10 m und 15 m

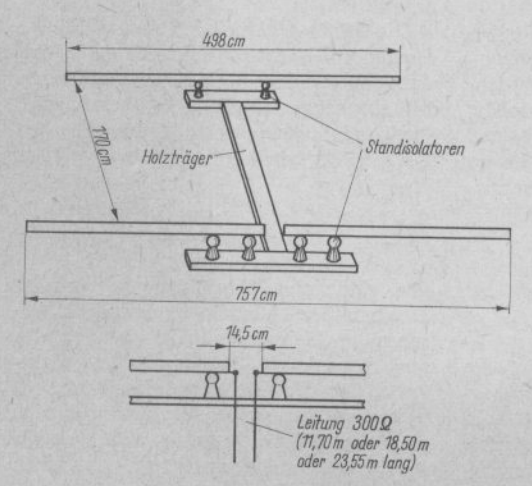


Bild 18.30. Die *Maria-Maluca*-Dreibandantenne

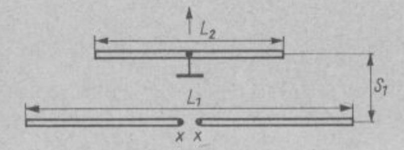


Bild 18.31. Schema der 1–2-Element-Antenne für 2 Bänder (Abmessungen s. Tabelle 18.2.)

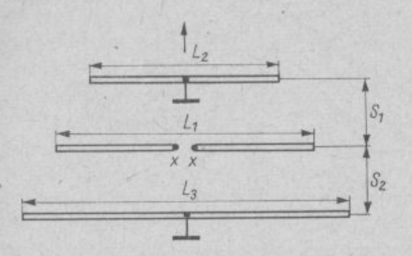


Bild 18.32. Schema der 2-Element-Richtantenne für 2 Bänder (Abmessungen s. Tabelle 18.2.)

Das Schema einer solchen Zweibandantenne zeigt Bild 18.31., ihr mechanischer Aufbau gleicht dem der *Maria-Maluca*-Antenne. Nach Bedarf können Ausführungen für 20 m + 15 m, 15 m + 10 m und 20 m + 10 m gebaut werden. Dabei besteht jeweils für das erstgenannte Band Wirksamkeit als Halbwellendipol, während das zweitgenannte immer einen 2-Element-Richtstrahler darstellt. Entsprechend den Positionen des Bildes 18.31. sind die erforderlichen Abmessungen in Tabelle 18.2. enthalten.

Eine Erweiterung dieser einfachsten Formen besteht in der Verwendung von insgesamt 3 Elementen nach Bild 18.32. Bei ihnen sind in jedem Fall zwei wirksame Elemente vorhanden, und zwar besteht die Anordnung im niederfrequenten Band aus gespeistem Halbwellendipol und Reflektor und im höherfrequenten Amateurband aus Strahler und Direktor. Auch diese Abmessungen kann man aus Tabelle 18.2. ersehen, wobei sich die Erweiterung gegenüber den Positionen des Bildes 18.31. lediglich auf die Dimensionen von L_3 und S_2 bezieht. Es läßt sich deshalb ohne Veränderung einer bestehenden Antenne nach Bild 18.31. durch Hinzufügen von L_3 im Abstand S eine Erweiterung nach Bild 18.32. durchführen.

Beide Antennenarten sind über eine abgestimmte 300-Ω-Leitung erregt, wobei die Resonanzabstimmung des gespeisten Elementes mit einem geeigneten Antennenkoppler durchgeführt werden muß (siehe Abschn. 8.2.). Daraus ergibt sich, daß auch ein behelfsmäßiger Betrieb im 3. Band möglich ist, wenn man den Antennenkoppler entsprechend abstimmt. Dabei kann sich die Hauptstrahlrichtung umkehren und unter Umständen auch bidirektional werden.

18.8. Die Dreiband-Cubical-Quad-Antenne

Die rahmenartige Bauform des Cubical Quad (s. Abschn. 15.1.) ist für die Konstruktion einer verschachtelten Mehrbandantenne besonders gut geeignet, da sich die Elemente für die höherfrequenten Bänder organisch innerhalb des Rahmengestelles einordnen lassen. Die Seitenlänge eines

Tabelle 18.2. Bemessungsunterlagen für einfache Zweibandantennen nach Bild 18.31. und Bild 18.32.

Amateurbänder	20 + 15 m	15 + 10 m	20 + 10 m
Länge L_1 (Strahler)	10,19 m	6,83 m	10,19 m
Länge L_2 (Direktor)	6,40 m	4,57 m	4,57 m
Länge L_3 (Reflektor)	10,77 m	7,25 m	10,77 m
Abstand S_1	1,70 m	1,27 m	1,27 m
Abstand S_2	3,05 m	1,70 m	3,05 m

Quad für 20 m beträgt allerdings bereits über 5 m, und nicht jeder Amateur beherrscht diese großen Dimensionen. Dennoch gibt es viele Beispiele für Dreiband-Quad-Antennen, die trotz sehr leichter Bauweise stärkeren Stürmen standhielten. Das Gewicht eines Dreiband-Quad kann bei der Verwendung von Bambusspeichen mit etwa 20 kp veranschlagt werden. Sowohl der Windwiderstand als auch das Gesamtgewicht lassen sich vermindern, wenn an Stelle der Bambusrohre glasfaserverstärkte *Polyester*-Stäbe zur Verfügung stehen (Angelruten).

Die nachfolgend beschriebenen Dreiband-Quad-Antennen können unter Verzicht auf Wirksamkeit im 20-m-Band auch als Zweiband-Quad für 15 und 10 m aufgebaut werden.

Die Konstruktion eines leichten und trotzdem verwindungsfreien Tragegerüstes bereitet beim Bau eines Quad die größten Schwierigkeiten. Erstmalig schlug *W4NNQ* ein speichenartiges Mittelstück vor, das sowohl in mechanischer als auch in elektrischer Beziehung als eine besonders günstige Lösung angesehen werden kann.

Bild 18.33. zeigt die Dreiband-Quad-Antenne in schematischer Darstellung. Es ist zu erkennen, daß das Herzstück der Konstruktion ein Rohrstück bildet, an dem speichenartig 8 Stutzen angeschweißt sind, die ihrerseits die Bambusstreben aufnehmen. Die 8 Stutzen bestehen aus je 1 etwa 50 cm langen Winkeleisen 40 mm × 40 mm × 5 mm. Das Rohrstück hat eine Länge von 40 bis 60 cm, sein Innendurchmesser ist gleich dem Außendurchmesser des vorgesehenen Tragemastrohres. Allgemeingültige Hinweise, in welchen Winkeln die Speichenstücke jeweils an das Mittelrohr anzuschweißen sind, lassen sich kaum geben, da der Anstellwinkel vom gewählten Reflektorabstand abhängt. Aus mechanischen Gründen werden die einzelnen Streben auch nicht in der gleichen horizontalen Ebene befestigt, sondern man wird einen gewissen Abstand zwischen den 4 oberen und den 4 unteren Streben einhalten müssen.

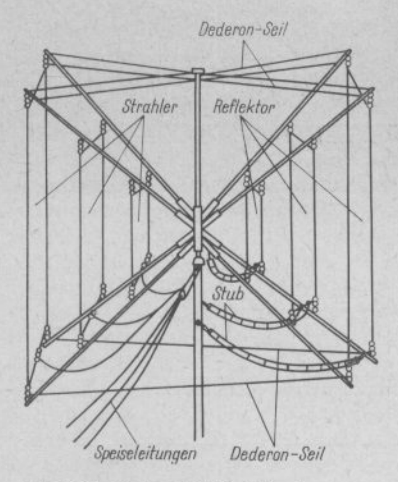


Bild 18.33. Dreiband-Cubical-Quad

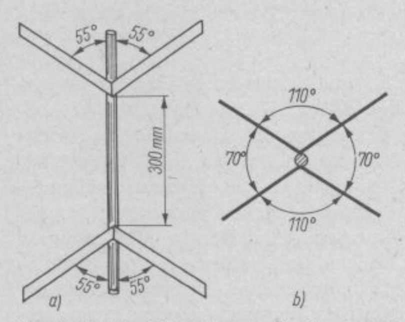


Bild 18.34. Das Mittelstück des Dreiband-Cubical-Quad; a – Seitenansicht, b – Draufsicht

Die Konstruktion des Mittelstückes nach *W4NNQ* zeigt Bild 18.34.a. Die Winkeleisen werden an einem Ende so bearbeitet, daß sie gut am Mittelrohr anliegen und sich mit diesem stabil verschweißen lassen. Der Anstellwinkel zum Mittelrohr beträgt in diesem Fall 55°. Die Strebenpaare sind derart um das Rohr herum verteilt, daß sich in der Draufsicht nach Bild 18.34.b jeweils Winkel von 110° bzw. 70° ergeben. Die Herstellung des Mittelstückes erfordert mechanische Präzisionsarbeit. Es ist der wichtigste und zugleich schwierigste Teil des Dreiband-Quad.

An jedem Winkeleisen wird ein mindestens 4 m langer Bambusstab befestigt, der im Mittel etwa 3 cm dick sein sollte. Es wird empfohlen, die Oberfläche der Bambusrohre mit grobem Schmirgelpapier aufzurauhen und anschließend mit *Alkyd*-Harzlack zu streichen. Ohne diesen Schutzanstrich würden die Bambusrohre in kurzer Zeit verwittern. Ein Aufplatzen des Rohres verhindert man, indem in jede Kammer ein Luftloch von 3 mm Durchmesser gebohrt wird. Es erfüllt den gleichen Zweck, wenn man jede Kammer des Bambusrohres mit einigen Wdg. eines weichen Kupferdrahtes straff umwickelt und die Drahtwindungen anschließend miteinander verlötet.

Die Befestigung der Bambusrohre an den Winkeleisenstreben erfolgt entweder durch je 2 kräftige Schlauchbänder oder mit Bindedraht. Im letzteren Fall werden in die Dachkanten der Winkeleisen Kerben eingefeilt, um ein Abrutschen des Bindedrahtes zu verhindern. Gleichzeitig empfiehlt es sich, die Enden der Bambusrohre mit einer Kunststoffolie zu umwickeln, damit ein Einschneiden des Befestigungsdrahtes vermieden wird. Da Bambusrohr verhältnismäßig gut isoliert und die isolierende Strekke sehr lang ist, kann man die Antennendrähte ohne Bedenken direkt an den Stäben befestigen. Strahler und Reflektor für das 20-m-Band, die ja die äußeren Drähte bilden, werden einmal um jedes Bambusrohr herumgewickelt und dann noch mit Bindedraht festgelegt. Dadurch wird das gesamte Gebilde stabiler. Für die 15-m- und die 10-m-Elemente genügt ein einfaches Befestigen mit einem weichen Bindedraht. Es können auch leichte Isolatoren verwendet werden.

18.8.1. Die Elemente

Als Baumaterial eignen sich Kupferdrähte oder Litzen mit weitgehend beliebigem Querschnitt. Kupferbronzedraht von 1,5 bis 2 mm Durchmesser wird jedoch bevorzugt. Für den 20-m-Band-Strahler und -Reflektor benötigt man je etwa 25 m Draht. Die Mitte des Drahtstückes wird markiert, links und rechts davon werden je 2,60 m nach außen abgemessen. Die auf diese Weise erhaltene Spannweite von 5,20 m ergibt eine Seitenlänge, und zwar die obere waagrechte Seite. Der Draht wird nun an den entsprechenden Bambusrohrenden befestigt. Die beiden senkrechten Abschnitte mit ebenfalls je 5,20 m freier Spannlänge schließen sich an, und zuletzt stellt man die untere waagrechte Seite mit dem Einspeisungspunkt fertig. Dort ist der Draht in der geometrischen Mitte durch einen Isolator (Isolierei oder »*Calit*-Knochen«) unterbrochen. Die überschüssigen Drahtenden hängen vorerst noch frei herab. Dann folgt in gleicher Weise die Montage der Drähte für das 15-m-Band und zuletzt für das 10-m-Band. Die freie Länge je Seite beträgt 3,50 m für das 15-m-Band und 2,55 m für das 10-m-Band. Natürlich ist die Lage dieser Drähte auf den Bambusstreben so zu wählen, daß die angegebenen Seitenlängen jeweils durch zwei Streben begrenzt werden. Man kann diese Punkte mathematisch vorausberechnen (Winkelfunktionen), kommt aber auch durch Ausprobieren zum Ziel. Die Seitenlängen der Reflektoren sind denen der gespeisten Elemente gleich. Die Reflektorwirkung wird durch je 1 Stück Doppelleitung am Fußpunkt jedes Reflektors erzielt. Diese kurzgeschlossenen Stubs bewirken eine elektrische Verlängerung der Elemente und verschieben ihre Resonanzfrequenzen nach tieferen Werten hin. Die Länge der Reflektorstubs beträgt vorerst

für den 20-m-Reflektor 2,00 m,
für den 15-m-Reflektor 1,50 m,
für den 10-m-Reflektor 1,00 m.

Die endgültige Länge der Stubs wird beim Abgleich gefunden. Die Reflektorabstände beeinflussen Fußpunktwiderstand und Gewinn des Systems. Es ist naheliegend und zweckmäßig, die Distanz Strahler–Reflektor so zu wählen, daß der Fußpunktwiderstand der Anordnung dem Wellenwiderstand der vorgesehenen Speiseleitung entspricht. Tabelle 18.3. vermittelt annähernd die zu erwartenden Widerstände im Speisepunkt in

Tabelle 18.3. Widerstände im Speisepunkt von Quad-Antennen in Abhängigkeit vom Reflektorabstand

Fußpunktwiderstand in Ω	Reflektorabstand in λ	entsprechende Distanz für 20-m-Band in m	15-m-Band in m	10-m-Band in m
52	0,11	2,34	1,56	1,17
60	0,13	2,76	1,85	1,38
70	0,17	3,62	2,41	1,80
72	0,18	3,83	2,56	1,91
75	0,20	4,25	2,84	2,12

Abhängigkeit vom Abstand Strahler–Reflektor und gibt gleichzeitig die entsprechenden mechanischen Abstände für die hochfrequenten Amateurbänder.

Natürlich muß man sich über die Größe des zu wählenden Reflektorabstandes bereits vor Anfertigen des Mittelstückes klar sein, da dieser den Anstellwinkel der Winkeleisenhaltestreben bestimmt. Wenn die Elemente montiert sind, wird das gesamte System in sich noch mit geeigneten Kunststoffdrähten verspannt, damit es die erforderliche Stabilität erhält. Das ideale Material für diesen Zweck ist ein Glasgarn mit geschmeidigem PVC-Mantel. Es garantiert große Reißfestigkeit, isoliert gut und – das ist besonders wichtig – dehnt sich kaum aus.

18.8.2. Die Speisung

Da sich der Fußpunktwiderstand des Systems in der Größenordnung von 70 Ω bewegt, bietet sich die direkte Speisung über ein beliebig langes Koaxialkabel an. Die praktische Erfahrung hat gezeigt, daß es im Kurzwellenbereich nicht unbedingt nötig ist, das Koaxialkabel zu symmetrieren, und fast alle im Kurzwellenbereich praktisch ausgeführten Cubical-Quad-Antennen arbeiten mit direkter Koaxialkabelspeisung.

Die herkömmliche Art, ein Dreiband-Quad zu speisen, besteht darin, daß man für jedes Band eine eigene Speiseleitung verwendet. Das schafft klare Verhältnisse. Es wird aber – besonders bei großen Leitungslängen – viel Koaxialkabel benötigt. Ist jedes einzelne System auf Anpassungsoptimum abgeglichen, können die gespeisten Elemente eines Dreiband-Quad an den Speisepunkten einander parallelgeschaltet und über ein einziges, gemeinsames Koaxialkabel gespeist werden (Bild 18.35.). Dieses wird zweckmäßig vom Speisepunkt des 15-m-Strahlers weggeführt. Vom 20-m- und vom 10-m-Strahler verlaufen Verbindungsdoppelleitungen zum zentralen 15-m-Speisepunkt. Dabei werden jedoch die freien Strahlerlängen durch diese Verbindungsleitungen beaufschlagt, und die Resonanzfrequenzen der normal bemessenen Strahler liegen tiefer als vorausberechnet. Es ist deshalb erforderlich, die Strahlerlängen um die Länge der Verbindungsleitungen zu verkürzen. Diese Strahlerverkürzung läßt sich auch elektrisch durch Einschalten von Kondensatoren in den Leitungsweg herbeiführen.

Überhaupt bietet das Dreiband-Quad dem experimentierfreudigen Kurzwellenamateur noch ein reiches Betätigungsfeld. So könnte man z.B. daran denken, die Dimensionen der 20-m-Sektion nach dem Muster eines Miniaturbeams zu verkleinern oder ein Dreiband-Quad mit der Größe eines 15-m-Quad zu entwickeln, bei dem das 15-m-Element voller Länge gleichzeitig noch für 20 m resonant ist. Damit wäre auch den »Normalverbrauchern« unter den DX-Amateuren geholfen. Allerdings gehen solche Maßnahmen – wie bereits ausgeführt – immer zu Lasten der Bandbreite,

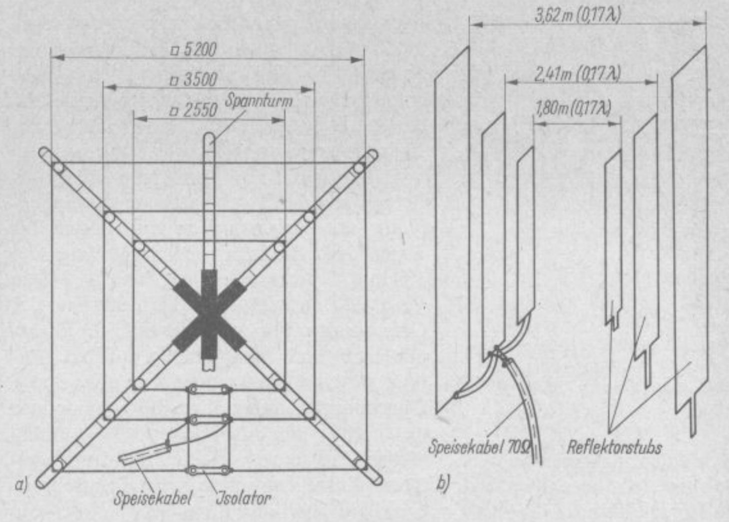


Bild 18.35. Anordnung und Speisung der Elemente; a – Ansicht der gespeisten Elemente von vorn, b – gespeiste Elemente und Reflektoren, Seitenansicht

des Gewinnes und der Strahlungscharakteristik.

18.8.3. Der Abgleich

Zuerst sind die gespeisten Elemente auf ihre Resonanzlänge zu bringen. Dazu wird die Speiseleitung an das jeweils abzugleichende Element angeschlossen, wobei in die Energieleitung ein Reflektometer eingeschleift ist. Durch den Betriebssender, einen Meßgenerator oder ein Grid-Dip-Meter erregt man nun den Strahler und variiert dabei die Betriebsfrequenz in weiten Grenzen unter Beobachtung des Reflektometers. Die Frequenz, bei der die Welligkeit auf der Leitung den geringsten Wert hat, ist die Resonanzfrequenz des gespeisten Elementes. Sollte sie nicht an der gewünschten Stelle im Band liegen, muß die Elementlänge entsprechend verändert werden (z.B. nach Bild 15.7.).

Nun folgt der Feinabgleich der Reflektoren auf größte Rückdämpfung. Man verwendet dazu ein einfaches Feldstärkeanzeigegerät (Hilfsantenne + Ge-Diode + Anzeigeinstrument), das etwa 50 m entfernt und möglichst in gleicher Höhe wie der Beam aufzustellen ist. Das Dreiband-Quad wird nun so gedreht, daß das Reflektorquadrat seine Breitseite dem Feldstärkeanzeiger zuwendet. Bei strahlendem Sender werden die Kurzschlußschieber an den Reflektorstubs so eingestellt, daß der Feldstärkeanzeiger ein ausgeprägtes Minimum anzeigt. Diese Einstellung ist kritisch, das Minimum erscheint sehr scharf ausgeprägt. Da durch den Reflektorabgleich die Strahlerresonanz etwas beeinflußt wird, empfiehlt sich eine abschließende Kontrolle mit dem Reflektometer.

18.9. Das CQ-PA-Dreiband-Quad

Von *PAØXE* wurde in der holländischen Amateurzeitschrift *CQ-PA* ein Dreiband-Quad beschrieben, dessen mechanischer Aufbau sehr einfach ist und wohl eine der zweckmäßigsten Lösungen für den Amateur darstellen dürfte. Weitere Vorzüge des *CQ-*

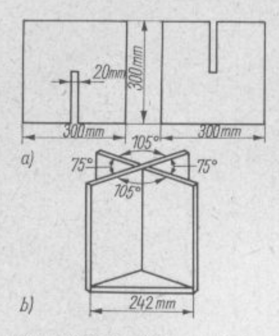


Bild 18.36. Das Mittelstück des CQ-PA-Quad;
a – Einzelplatten, b – Mittelstück zusammengefügt

PA-Quad bestehen darin, daß man keinerlei Stubs oder sonstige Abstimmhilfsmittel benötigt und daß für alle Bänder der optimale Reflektorabstand eingehalten wird. Beachtet man alle Abmessungen genau, so kann auf einen Abgleich verzichtet werden.

PAØXE verwendet als Kreuzstück keine geschweißte Eisenkonstruktion, sondern einen stabilen und zweckentsprechenden Aufbau aus 20 mm dicken Sperrholzplatten, der in Bild 18.36. erläutert wird. Die Teilzeichnung (Bild 18.36. a) zeigt zwei quadratische Sperrholzplatten aus 20 mm dikkem Material mit einer Seitenlänge von je 300 mm. Jede dieser Platten hat in der Mitte einer Seite einen 150 mm langen und 20 mm breiten Schlitz. Diese Schlitze müssen so ausgearbeitet werden, daß sich nach dem Zusammenstecken beider Platten gemäß Bild 18.36. b die gegenüberliegenden Winkel mit 105 bzw. 75° ergeben (schräge Schlitzflanken!). Aus dem gleichen Material wird noch eine rechteckige Grundplatte mit den Seitenlängen 242 mm × 184 mm zugeschnitten. Stimmen die Abmessungen dieser Grundplatte und wird das Plattenkreuz auf die Grundplatte aufgesetzt, so ergeben sich auch die geforderten Winkel von 105 und 75° (Winkelfunktion).

Dieses Herzstück der Antenne wird gut verleimt und verschraubt. Die Schrauben in der Grundplatte sind zu versenken. Das Kreuzstück wird mehrmals mit Leinölfirnis oder einem guten Bootslack gestrichen. Noch stabiler und witterungsbeständiger als Baustoff – jedoch auch kostspieliger – sind entsprechend starke Schichtpreßstoffplatten mit Gewebeeinlage (Handelsname u. a. *Novotext*).

Im nächsten Arbeitsgang bereitet man die Befestigung des Tragemastes an der Grundplatte des Kreuzstückes vor. Eine 3 bis 5 mm dicke kreisförmige Stahlplatte von 180 mm Durchmesser legt man – wie in Bild 18.37. gezeigt – auf die Unterseite der Grundplatte. Nun versieht man die Stahlplatte mit sechs gleichmäßig auf den Umfang verteilten Bohrungen von etwa 5 mm Durchmesser, dabei wird die Grundplatte gleichzeitig mit durchbohrt. Die Bohrlöcher sind so zu verteilen, daß beim späteren Zusammenschrauben die Schraubenköpfe auf der Grundplattenoberseite genügend Spielraum gegenüber dem Plattenkreuz haben. Die Stahlblechscheibe muß nicht unbedingt kreisförmig sein, sie kann auch die Abmessungen der Grundplatte aufweisen (242 mm × 184 mm).

Als Tragemast empfiehlt *PAØXE* 1,5-Zoll-Wasserleitungsrohr. Vorerst wird ein etwa 3 m langes Stück benötigt, das an einem Ende ein Außengewinde erhält. Die-

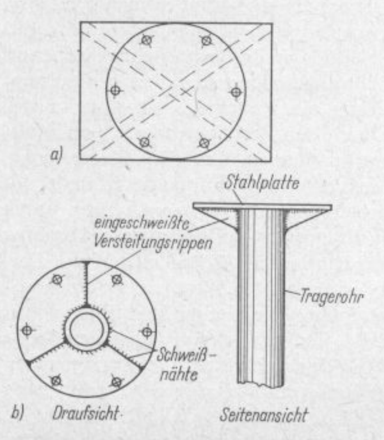


Bild 18.37. Die Mastbefestigung am Kreuzstück;
a – Grundplatte, b – Metallflansch verschweißt

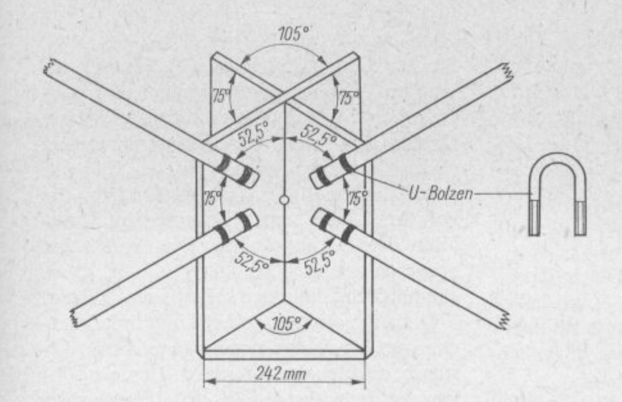


Bild 18.38. Die Befestigung der Tragearme

ses Gewinde ist nötig, um den Maststummel über eine Rohrmuffe verlängern zu können. Auf das andere Rohrende wird die vorbereitete Stahlblechplatte genau zentrisch stumpf aufgeschweißt. Der Maststummel muß senkrecht auf der Stahlplatte stehen. Es empfiehlt sich, noch drei Verteilungsrippen in der Form rechtwinkliger Blechdreiecke einzuschweißen, die den seitlichen Druck aufnehmen können (Bild 18.37. b).

Es sind acht Bambusstäbe von je 4,50 m Länge als Tragearme erforderlich. Um sie am Kreuzstück festklemmen zu können, werden insgesamt 16 U-förmige Bolzen benötigt, die jeder Schmied oder Mechaniker anfertigt. Die Abmessungen dieser Bolzen richten sich nach dem Durchmesser der Bambusarme. Die Bolzen, Muttern, Unterlegscheiben und alle sonstigen Metallteile sollten möglichst verzinkt oder kadmiert sein, zumindest aber mit einem guten Rostschutzlack gestrichen werden.

Die Befestigung der Tragearme am Kreuzstück geht aus Bild 18.38. hervor. Der Übersichtlichkeit halber wurden nur vier Tragearme eingezeichnet; die restlichen vier Bambusstäbe sind genauso im gegenüberliegenden Winkel von 105° zu montieren. Es ist besonders zu beachten, daß die Neigung der Tragearme gegenüber der Senkrechten genau 52,5° betragen muß. Dieser Winkel wird sehr einfach gefunden, indem man sich vom 105°-Winkel des Plattenkreuzes eine Papierschablone anfertigt und diese durch Zusammenfalten halbiert (105 : 2 = 52,5). Durch entsprechendes Anlegen dieser Schablonen können dann die Bohrlöcher für die U-Bolzen markiert werden. Es ist ratsam, die inneren U-Bolzen nicht zu nahe an die Kreuzungslinie der Platten zu setzen, damit noch genügend Spielraum für das Aufsetzen und Anziehen der Gegenmuttern verbleibt. Um einem Platzen der Bambusstäbe beim Festziehen der Muttern vorzubeugen, werden die dikkeren Rohrenden, die man einklemmt, gut mit Isolierband oder einem anderen geeigneten Material umwickelt. Wie man Bambusrohre richtig behandelt, wurde bereits zu Beginn dieses Abschnittes beschrieben.

Nun werden die Elemente vorbereitet und zurechtgelegt. Als Material eignen sich alle Kupferdrähte oder Litzen, die der mechanischen Beanspruchung gewachsen sind. Insgesamt braucht man rund 100 m.

PAØXE verwendete eine kunststoffisolierte Litze, die sich besonders gut verarbeiten läßt. Strahler und Reflektoren sind in sich resonant, man benötigt deshalb keine Stubs oder sonstigen Abstimmhilfsmittel. Das bedingt jedoch, daß jedes Strahlerelement seine eigene Speiseleitung erhält; es werden demnach 3 Koaxialkabel zum Stationsraum geführt. Es sind alle Arten von Koaxialkabeln zwischen 50 und 75 Ω Wellenwiderstand brauchbar.

Die Reflektoren bestehen aus in sich ge-

schlossenen Leitervierecken (Bild 18.39.b); die Strahlervierecke sind in der geometrischen Mitte der unteren waagrechten Seite zum Anschluß der Speisekabel aufgetrennt (Bild 18.39.a). Es werden folgende Leitungslängen für die Elemente zugeschnitten:

20-m-Band
Strahlerelement-Leiterlänge 21,06 m, davon 2mal 5 cm zur Befestigung am Trenn-Isolator. Das ergibt eine ausgespannte Strahlerlänge von 20,96 m, entsprechend einer Seitenlänge von 524 cm;
Reflektorelement-Leiterlänge 22,25 m, davon 2mal 5 cm zum Verraupen und Verlöten der Leitungsenden. Das ergibt eine ausgespannte Reflektorlänge von 22,20 m, entsprechend einer Seitenlänge von 555 cm.

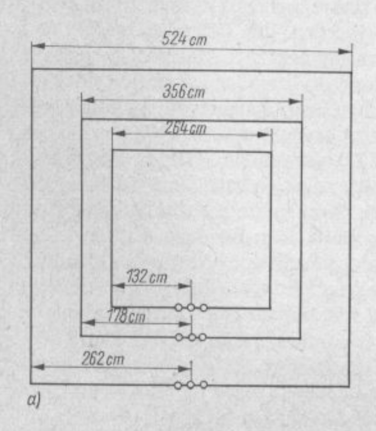
15-m-Band
Strahlerelement-Leiterlänge 14,34 m, davon 2mal 5 cm zur Befestigung am Trenn-Isolator. Das ergibt eine ausgespannte Strahlerlänge von 14,24 m, entsprechend einer Seitenlänge von 356 cm;
Reflektorelement-Leiterlänge 15,13 m, davon 5 cm zum Verraupen und Verlöten der Leitungsenden. Das ergibt eine ausgespannte Reflektorlänge von 15,08 m, entsprechend einer Seitenlänge von 377 cm.

10-m-Band
Strahlerelement-Leiterlänge 10,66 m, davon 2mal 5 cm zur Befestigung am Trenn-Isolator. Das ergibt eine ausgespannte Strahlerlänge von 10,56 m, entsprechend einer Seitenlänge von 264 cm;
Reflektorelement-Leiterlänge 11,25 m, davon 2mal 5 cm zum Verraupen und Verlöten der Leitungsenden. Das ergibt eine ausgespannte Reflektorlänge von 11,20 m, entsprechend einer Seitenlänge von 280 cm.

Die zugeschnittenen Leitungsstücke werden nun der Länge nach waagrecht ausgespannt und erhalten an den Stellen, wo später die Befestigung an den Tragearmen erfolgen muß, eine Markierung mit schnelltrocknendem Lack. Oft genügt es auch, einen kräftigen Kunststoffaden an der gefundenen Stelle fest zu verknoten; seine reichlich bemessenen Enden können später zum Festbinden des Leiters an den Tragearmen dienen. Die Anordnung der Elemente und ihre Seitenlängen sind in Bild 18.39. wiedergegeben. Aus dieser Zeichnung kann die Lage der zu markierenden Eckpunkte entnommen werden.

Der Zusammenbau des gesamten Systems vollzieht sich zweckmäßig in folgender Reihenfolge:

a – Die 4 schräg nach oben zeigenden Tragearme an das Kreuzstück montieren.



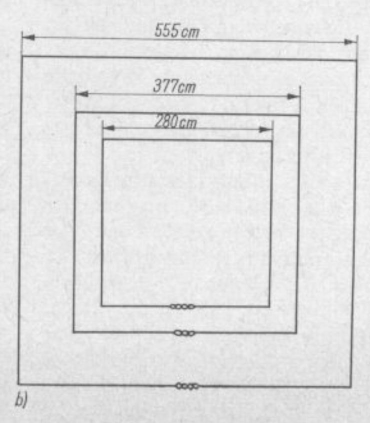


Bild 18.39. Die Quad-Elemente; a – gespeiste Elemente, b – Reflektoren

b – Die oberen waagrechten Seiten der Strahler und Reflektoren einpassen und an den nach oben weisenden Tragearmen befestigen. Die Elemente hängen zwischen 2 Bambusschenkeln, die in einem Winkel von 75° zueinander stehen. Es empfiehlt sich außerdem, die jetzt noch leicht zugänglichen oberen Tragearme mit Kunststoffdrähten bzw. Glasgarn zu verspannen.

c – Grundplatte des Kreuzstückes mit dem etwa 3 m langen Maststummel verschrauben. Maststummel mit Kreuzstück zur weiteren Montage senkrecht aufstellen. *PAØXE* empfiehlt als behelfsmäßigen Mastfuß eine größere Holzkiste, deren Deckel und Boden mit je einem dem Mastdurchmesser entsprechenden Loch versehen sind. In dieser Kiste kann die Antenne bis zum Abschluß der Montage frei stehen.

d – Die 4 schräg nach unten zeigenden Tragearme an das Kreuzstück anschrauben und die senkrecht verlaufenden Sektionen der Elemente an den unteren Tragearmen befestigen.

e – An den Reflektorelementen die Leitungsenden miteinander verlöten, so daß sie die untere waagrechte Seite bilden. Zwischen die Enden der Strahlerelemente wird je ein kleiner Isolator gesetzt. Diese Isolatoren bilden auf der Mitte der unteren waagrechten Seiten die Speisepunkte.

f – Tragearme untereinander mit geeigneten Kunststoffdrähten verspannen. Das verleiht dem ganzen System die erforderliche Stabilität und eine saubere Kubusform. Die Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 50 oder 60 Ω werden an den Speisepunkten angeschlossen und durch Abfangen am Kreuzstück zugentlastet.

Damit ist das *CQ-PA*-Dreiband-Quad betriebsfertig, und dem Erbauer bleibt nur noch die sicher nicht leichte Aufgabe, das Gebilde auf das Hausdach oder auf einen Mast zu bringen.

Literatur zu Abschnitt 18.

Bird, G.A., G4ZU: The Story of the Three Band Minibeam, »CQ«, March, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1957

19. Vertikal polarisierte Kurzwellenantennen

Die bisher besprochenen Kurzwellenantennen verwenden als Grundelement den Halbwellenstrahler mit horizontaler Polarisation. Man kommt aber bereits mit einer freien Strahlerlänge von $\lambda/4$ aus, wenn der Antennenleiter senkrecht über eine gut leitfähige Erdoberfläche gestellt wird (vertikal polarisiert). Im Prinzip handelt es sich dabei ebenfalls um einen Halbwellenstrahler; denn durch die Erde, die man als mehr oder weniger guten Leiter betrachten kann, ergänzt sich der Viertelwellenstab spiegelbildlich zum Halbwellenstrahler. In seiner einfachsten Form ist ein solcher Viertelwellenleiter über Erde als *Marconi*-Antenne bekannt; Bild 19.1. zeigt schematisch dargestellt die *Marconi*-Antenne mit ihrer Strom- und Spannungsverteilung. Viertelwellenstäbe über Erde werden auch als asymmetrische Antennen bezeichnet, denn sie sind – im Gegensatz zum horizontalen Halbwellendipol – nicht erdsymmetrisch. Zur Unterscheidung vom Dipol werden sie vielfach auch *Monopol* genannt. Das Ersatzschaltbild des Fußpunktwiderstandes einer vertikalen Viertelwellenantenne besteht aus

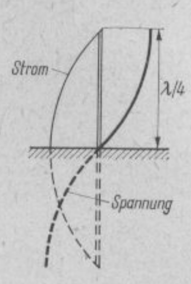


Bild 19.1. *Marconi*-Antenne mit Strom- und Spannungsverteilung

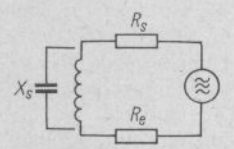


Bild 19.2. Ersatzschaltbild für den Fußpunktwiderstand eines Viertelwellenstrahlers über Erde

der Reihenschaltung des Strahlungswiderstandes R_s, eines Blindwiderstandes X_s (im Resonanzfall 0) und des Erdwiderstandes R_e (Bild 19.2.). Daraus geht hervor, daß die einer *Marconi*-Antenne zugeführte Gesamtleistung P_a im Strahlungswiderstand R_s und im Erdwiderstand R_e verbraucht wird. Es gilt dafür die Beziehung

$$P_a = I^2 (R_s + R_e); \qquad (19.1.)$$

I – Antennenstrom im Fußpunkt.

Der Erdwiderstand R_e ist ein reiner Verlustwiderstand, an dem die HF-Energie in Wärme umgesetzt wird. Daraus ergibt sich der Zusammenhang zwischen der Strahlungsleistung $P_s\,(I^2 R_s)$ und der Verlustleistung $P_v\,(I^2 R_e)$ nach

$$P_s = P_a - P_v. \qquad (19.2.)$$

Um eine *Marconi*-Antenne mit gutem Wirkungsgrad betreiben zu können, besteht die Grundforderung, den Erdwiderstand R_e extrem klein zu halten, damit das Verhältnis $R_s : R_e$ möglichst groß ist. In der Praxis müssen zum Erdwiderstand R_e alle weiteren Verlustwiderstände hinzugerechnet werden, die in einer Vielzahl vorhanden sein

können. Zunächst wird aber der Einfluß der Erde auf die Eigenschaften eines Viertelwellenstrahlers näher untersucht.

19.1. Die gute Erdung

Die meisten wissenschaftlichen Untersuchungen an Vertikalstrahlern beziehen sich auf das Vorhandensein einer idealen Erde, das ist eine Erde mit dem Erdwiderstand $R_e = 0$. Eine ideale Erde gibt es praktisch nicht, ihren Eigenschaften kann man aber bei entsprechendem Aufwand sehr nahekommen.

Die weit verbreitete Ansicht, daß eine gute Blitzschutzerde auch gleichzeitig eine gute HF-Erdung für Vertikalantennen darstellt, ist ein Irrtum. Das betrifft hauptsächlich die oft verwendeten Tiefenerder, bei denen die Blitzenergie über große Leiterquerschnitte zum Grundwasserspiegel abgeleitet wird. Handelt es sich um Flächenerder, die man z. B. bei felsigem Untergrund bevorzugt, so können diese meist als gute HF-Erden angesehen werden. Vertikalantennen benötigen eine gute Blitzerde und eine gute HF-Erde. Durch entsprechende Kombinationen lassen sich beide Forderungen erfüllen.

Zunächst soll die für den Blitzschutz notwendige gute Erdung behandelt werden; denn sie muß gerade bei Vertikalantennen aus Sicherheitsgründen immer vorhanden sein.

Viele Amateure sind der Meinung, daß eine Verbindung mit dem Wasserleitungsrohrnetz der Forderung nach einer guten Erde völlig entspricht. Wer ein Stück Rohr in die Erde getrieben hat und auf diese Weise Besitzer einer »eigenen« Erde ist, glaubt meist, Verhältnisse geschaffen zu haben, die nicht nur eine gute HF-Abstrahlung sichern, sondern auch zuverlässig vor Blitzschäden schützen. Leider erweisen sich diese beliebten Erdungsmöglichkeiten oft als ungeeignet. Wasserleitungen werden teilweise mit PVC-Rohren verlegt, und die Wasserzähler enthalten mitunter Kunststoffteile, durch die die Rohrleitungen galvanisch unterbrochen sein können. Die Kontaktgabe an den Verschraubungen der Rohre ist nicht immer einwandfrei. Obwohl es sich um großflächige Verbindungsstellen handelt, tritt oft eine mangelhafte elektrische Kontaktgabe auf. Ursache dafür sind Dichtungsmittel und Rostansatz. Brauchbare bis gute Erdverhältnisse findet man meist nur dann, wenn die Erdungsleitung an die Wasserrohrhauptleitung kurz vor ihrem Eintritt in den Erdboden oder innerhalb des Erdbodens angeklemmt wird.

Rohrerder genügen den Anforderungen einer Blitzerde, wenn sie bis ins Grundwasser eingetrieben werden können. Selbst dann sollte man aber mindestens 2 Erderrohre im Abstand von 2 bis 3 m einbringen, damit sich der Erdübergangswiderstand verringert. In der ausländischen Literatur wird oft empfohlen, die Rohrerder nach Bild 19.3. mit einem Graben zu umgeben, der mit einem hygroskopischen Salz gefüllt wird.

Brauchbar sind u. a. Steinsalz (Viehsalz), Magnesiumsulfat oder Kupfersulfat. Das Salz wird nach dem Einbringen mit Wasser überflutet und dann wieder mit Erde bedeckt. Die Salze begünstigen die Erdbodenleitfähigkeit. Eine Füllung mit 30 bis 50 kg Salz soll eine Wirkungsdauer von 2 bis 3 Jahren haben. Für Blitzschutzerder gilt der Fachbereichsstandard *TGL 200-7051*, unter bestimmten Voraussetzungen sind die *Allgemeinen Blitzschutz-Bestimmungen (ABB)* bindend (s. Abschn. 33.).

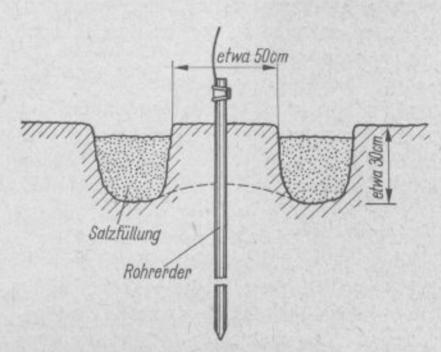


Bild 19.3. Der Rohrerder

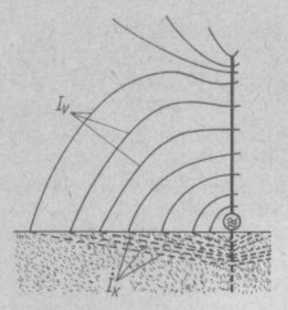


Bild 19.4. Angenommener Verlauf der Verschiebeströme I_v des Außenraumes und der Konvektionsströme I_k in der Erde bei einem Vertikalstrahler

Bei der HF-Abstrahlung einer senkrechten Antenne bilden sich nach Bild 19.4. im freien Raum um den Vertikalstab Verschiebeströme I_v aus, die sich nach ihrem Auftreffen auf die Erdoberfläche als Konvektionsströme I_k rückläufig wieder zum Strahlerfußpunkt (bzw. dessen spiegelbildlicher Verlängerung in der Erde) hinbewegen.

Je nach der vorhandenen Bodenbeschaffenheit ist der Ausbreitungswiderstand R_e in der Erde mehr oder weniger groß. Dementsprechend entsteht am Erdwiderstand durch die Erdrücktröme ein Spannungsgefälle, und es treten Stromwärmeverluste auf, die den Antennenwirkungsgrad herabsetzen. In der Nähe des Antennenfußpunktes ist die Stromdichte am größten, weil dort die Erdströme radial zusammenlaufen; deshalb entstehen in diesem Bereich auch die größten Verluste.

Der Ausbreitungswiderstand des Erdbodens bewirkt außerdem eine Schwächung und Verzerrung des Außenfeldes in Erdbodennähe, wobei die vertikale Richtcharakteristik der Antenne verformt wird. Bild 19.5. deutet an, wie sich die unterschiedliche Bodenleitfähigkeit auf das Strahlungsdiagramm der Vertikalebene auswirken kann. Die gestrichelte Kurve a bildet einen reinen Halbkreis; es ist eine theoretische Idealkurve für den Erdausbreitungswiderstand 0. Das Vertikaldiagramm der Kurve b könnte bei normaler bis guter Bodenleitfähigkeit auftreten, während Kurve c für Böden mit schlechter Leitfähigkeit gilt. Kurve c läßt die erheblichen Strahlungsverluste erkennen, die mit einer unerwünschten Vergrößerung des vertikalen Erhebungswinkels verbunden sind. Schon daraus ist zu erkennen, daß die Brauchbarkeit einer *Marconi*-Antenne von der Bodenleitfähigkeit entscheidend bestimmt wird.

Für die Leitfähigkeit des Bodens gibt es äußerlich keine prägnanten und sicheren Kennzeichen. So ist ein feuchter Boden oder niedriger Grundwasserstand nicht unbedingt ein Merkmal für besonders geringen Ausbreitungswiderstand; viele trockene Böden haben eine bessere HF-Leitfähigkeit als manche feuchte Lagen. Das Wasser mit seiner großen Dielektrizitätskonstante vermindert hauptsächlich die Eindringtiefe der Ströme in die Erde. Salzwasserflächen oder mit Salzwasser angereicherte sumpfige Böden haben immer eine sehr gute Bodenleitfähigkeit. Eine gute HF-Erde soll den in Oberflächennähe fließenden Erdrückströmen einen gut leitenden Ausbreitungsweg bieten. Ein Tiefenerder kann diese Bedingung nicht erfüllen; dafür kommt nur ein Oberflächenerdnetz in Frage. Dieses Oberflächenerdnetz wird aus möglichst vielen und langen Metalldrähten hergestellt, die vom Antennenfußpunkt ausgehend strahlenförmig nach außen verlegt werden. Die Radialleiter können auf dem Erdboden aufliegen, im allgemeinen gräbt man sie aber etwa 20 bis 50 cm tief in das Erdreich ein. Die radiale Verlegung entspricht dem

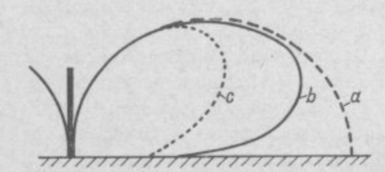


Bild 19.5. Vertikaldiagramme eines Viertelwellenstabes bei verscheidener Bodenleitfähigkeit, Kurve a – bei idealer Bodenleitfähigkeit, Kurve b – bei guten Bodenverhältnissen, Kurve c – bei schlechter Bodenleitfähigkeit

Ausbreitungsweg der Erdrückströme und hat in der Nähe des Antennenfußpunktes (wo die größte Stromdichte vorhanden ist) auch die größte Leiterdichte.

Rundfunksender im Mittelwellenbereich arbeiten fast immer mit Vertikalstrahlern und verwenden dabei Erdungsnetze mit mindestens 120 gleichmäßig über den Vollkreis verteilten Erdradials. Messungen haben ergeben, daß bei nur 60 Erdleitern die Verluste um 7% und bei 30 Radials um mehr als 15% ansteigen. Im Kurzwellenbereich kommt man aber mit einer geringeren Leiteranzahl und kürzeren Leitern aus; jedoch gilt auch in diesem Fall die Regel, daß die Erdverluste um so geringer werden, je größer Anzahl und Länge der Erdradials sind. Ist das Netz der Erdradials engmaschig und großflächig genug, kann eine solche HF-Erdungsanlage gleichzeitig auch eine gute Blitzschutzerdung darstellen; denn sie bietet gewöhnlich einen sehr geringen Erdübergangswiderstand.

Für Vertikalstrahler im Kurzwellenbereich sollte man ein Erdungsnetz vorsehen, das aus mindestens 6 Erdleitern besteht. Sie werden vom Antennenfußpunkt ausgehend speichenförmig und annähernd gleichmäßig über den Vollkreis verteilt nach außen geführt und etwa spatentief in das Erdreich eingegraben. Die Länge jedes Drahtes beträgt $\lambda/2$ der größten Betriebswellenlänge. Längere Drähte sind besser; falls erforderlich, können aber auch kürzere Leiter verwendet werden. Alle Erdungsleiter sind am zentralen Mittelpunkt gut leitend miteinander zu verbinden. Es ist günstig, wenn an dieser Stelle zusätzlich noch ein Rohrerder in die Erde eingetrieben wird. Dieser kann dann als Befestigungspunkt für die Drähte des Erdnetzes dienen. Da am Antennenfußpunkt die größte Stromdichte herrscht, stellt man das Antennenende gern auf eine möglichst großflächige Metallplatte. Vielfach wird auch vorgeschlagen, die freien Enden der einzelnen Drähte zusätzlich mit Rohrerdern zu versehen. Als Leitermaterial wähle man verzinkten Eisen- oder Kupferdraht. Leichtmetalldrähte sind unbrauchbar, weil sie im Erdreich zersetzt werden. Am besten geeignet und auch den Forderungen des Blitzableiterbaues entsprechend ist Bandstahl verzinkt $30 \times 3{,}5$ mm oder verzinkter Rundstahl von 10 mm Durchmesser. Ein speichenartiges Erdnetz ist keine starre Vorschrift; es stellt lediglich eine besonders günstige Form dar. Entsprechend den örtlichen Gegebenheiten wird man oft anders verfahren müssen. Maßgebend ist dabei immer, daß die Erdungsdrähte eine möglichst große Fläche durchdringen und sich um den Antennenfußpunkt konzentrieren.

Die Leistungsfähigkeit einer Vertikalantenne hängt sehr von der Güte des Erdungsnetzes ab, und man kann ohne Übertreibung sagen, daß eine gute HF-Erdung den Schlüssel zum Erfolg bildet.

19.2. Die Kenngrößen von Viertelwellenvertikalstrahlern

Da die Länge (bzw. Höhe) eines Viertelwellenstrahlers nur die Hälfte der eines Halbwellendipols beträgt, ist auch seine wirksame Höhe H_{eff} nur halb so groß:

$$H_{eff} = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{\lambda}{6{,}28}. \qquad (19.3.)$$

Wird die Wellenlänge durch die Frequenz f in MHz ersetzt, so ergibt sich

$$H_{eff} = \frac{47{,}75}{f}. \qquad (19.4)$$

Allgemeine Ausführungen über die Bedeutung der wirksamen Höhe bzw. Länge sind in Abschnitt 3.1.6. enthalten.

Die effektive Höhe wird gebraucht, wenn nach der *Rüdenberg*schen Beziehung der Strahlungswiderstand R_s ermittelt werden soll. Sie lautet:

$$R_s = 1579 \cdot \left(\frac{H_{eff}}{\lambda}\right)^2. \qquad (19.5.)$$

Für einen Viertelwellenstrahler ergibt sich daraus ein Strahlungswiderstand R_s von 40 Ω. Nach einer neueren Theorie von *E. Siegel* beträgt der exakte Wert von R_s 36,6 Ω, vorausgesetzt, daß der resonante Viertelwellenstrahler direkt über der Erdfläche steht.

Der *Eingangswiderstand* R_E (Fußpunktwiderstand) eines resonanten λ/4-Strahlers über Erde ist gleich der Summe aus Strahlungswiderstand R_s und Verlustwiderstand R_v

$$R_E = R_s + R_v. \qquad (19.6.)$$

In R_v sind alle vorhandenen Verlustwiderstände enthalten, wobei die Erdverluste meist dominieren.

Der *Verkürzungsfaktor* V eines Viertelwellenstabes ist von seinem Längen/Durchmesser-Verhältnis L/d abhängig. L und d haben gleiche Dimensionen (z. B. L in cm, d in cm), ihr Quotient ergibt den Schlankheitsgrad S. Der Verkürzungsfaktor V in Abhängigkeit vom Schlankheitsgrad S ist aus Bild 19.6. zu ersehen.

Der Schlankheitsgrad S bestimmt auch den Wellenwiderstand Z_A einer Stabantenne nach der Beziehung

$$Z_A = 60 \ln 1{,}15 S; \qquad (19.7.)$$

Z_A erscheint dabei in Ω.

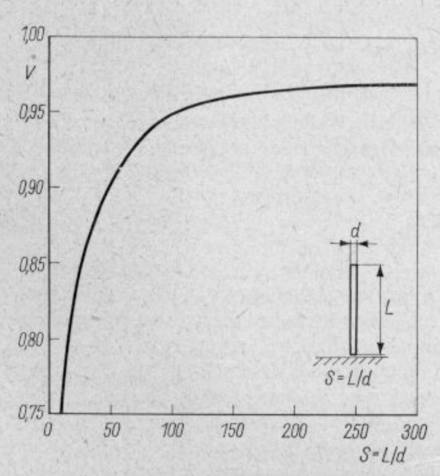


Bild 19.6. Der Verkürzungsfaktor V eines Viertelwellenstabes in Abhängigkeit von dessen Schlankheitsgrad S (= L/d)

Aus der Beziehung geht hervor, daß Z_A der Antenne um so kleiner wird, je kleiner deren Schlankheitsgrad S ist. Andererseits ist bekannt, daß »dicke« Strahler eine größere Bandbreite B haben als »dünne« Antennenleiter. Die bekannten Breitbanddipole sind dafür ein anschauliches Beispiel (s. Abschn. 4.3.). Die Zusammenhänge von Schlankheitsgrad S und Bandbreite B können rechnerisch leicht erfaßt werden, wenn man von der *Strahlergüte* Q ausgeht. Es ist eine dimensionslose Größe, die sich aus dem Verhältnis des Wellenwiderstandes der Antenne Z_A zu ihrem Eingangswiderstand R_E ergibt

$$Q = \frac{Z_A}{R_E}. \qquad (19.8.)$$

Da die *Bandbreite* B in Hz nach

$$B = \frac{f_{res}}{Q} \qquad (19.9.)$$

definiert wird, kann man

$$B = f_{res} \cdot \frac{R_E}{Z_A} \qquad (19.10.)$$

setzen.

Aus der Beziehung ist allgemein zu erkennen, daß die Bandbreite einer Antenne um so größer wird, je größer deren Eingangswiderstand R_E und je kleiner der Wellenwiderstand der Antenne Z_A sind. Da Z_A eine Funktion des Schlankheitsgrades S ist, ergibt sich nach Gl. (19.7.), daß die Bandbreite B mit kleiner werdendem Schlankheitsgrad S wächst.

19.3. Die Strahlungseigenschaften von Vertikalstrahlern

Das Vertikaldiagramm senkrechter Strahler zeichnet sich durch einen sehr kleinen vertikalen Erhebungswinkel aus. Allerdings wird dabei vorausgesetzt, daß man die An-

tenne über gut leitfähiger Erdoberfläche errichtet hat bzw. die Leitfähigkeit der Erde durch ein entsprechendes Erdungsnetz verbessert wurde. In der Horizontalebene besteht eine kreisförmige Richtcharakteristik, aus der hervorgeht, daß einfache Vertikalstäbe Rundstrahler sind.

Bild 19.7. zeigt als Beispiel die Vertikaldiagramme von senkrechten Strahlern verschiedener Längen, die unmittelbar über einer guten Erde errichtet sind. Beim Viertelwellenstrahler liegt der vertikale Öffnungswinkel zwischen 10 und 55°, wobei der Erhebungswinkel rund 30° beträgt (Bild 19.7.a). Der $^3/_8\lambda$-Stab zeigt nach Bild 19.7.b bereits eine Einengung des Öffnungswinkels von 8 bis 40° bei einem Erhebungswinkel von rund 23°. Noch günstiger ist ein vertikaler Halbwellendipol über Erde (Bild 19.7.c), dessen nutzbarer Öffnungswinkel zwischen 5 und 35° liegt, wobei der vertikale Erhebungswinkel annähernd 17° erreicht. Die brauchbarsten Strahlungseigenschaften hat der beliebte $^5/_8\lambda$-Strahler mit einem Öffnungswinkel von 3 bis 27°; der Erhebungswinkel beträgt in diesem Falle nur 12° (Bild 19.7.d). Wird die Strahlerlänge über $^5/_8\lambda$ hinaus verlängert, so verschlechtern sich die Strahlungseigenschaften wieder. Ein Vergleich der vertikalen Strahlungsdiagramme horizontaler Halbwellendipole aus Bild 3.12. mit den Vertikaldiagrammen senkrechter Strahler nach Bild 19.7. ergibt hinsichtlich der vertikalen Erhebungswinkel eine eindeutige Überlegenheit der Vertikalstrahler.

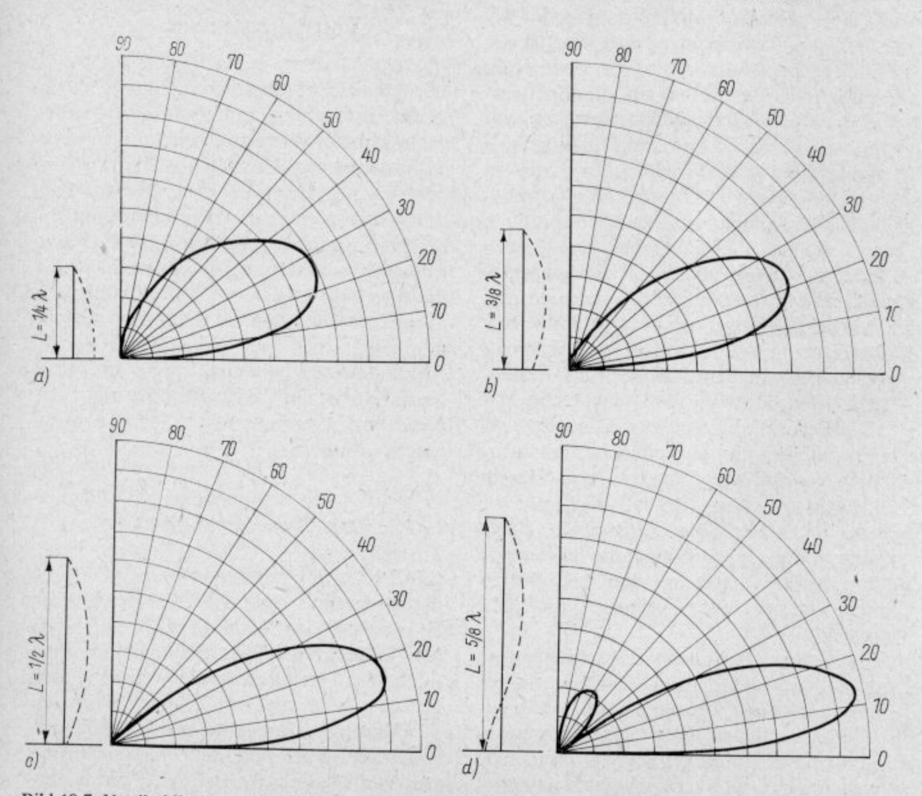


Bild 19.7. Vertikaldiagramme von Vertikalstäben verschiedener Länge über gut leitender Erdoberfläche

Diese Feststellung gilt auch für den Vergleich mit horizontalen *Yagi*-Antennen, wenn man davon ausgeht, daß ein kleiner vertikaler Erhebungswinkel die wichtigste Voraussetzung für eine günstige ionosphärische Fernausbreitung ist.

Die Entscheidung, ob man einen vertikalen oder einen horizontalen Strahler für einen bestimmten Zweck bevorzugt, muß immer unter Berücksichtigung der örtlichen Gegebenheiten und Möglichkeiten getroffen werden. Ein Vertikalstrahler verfehlt seinen Zweck, wenn er nicht über einer in weitem Sinne freien und möglichst ebenen Fläche aufgebaut werden kann. Das bedeutet, daß man ihn z.B. nicht in einer Baulücke innerhalb der Stadt errichten sollte. In eng bebautem Gelände muß man den Vertikalstrahler am höchstmöglichen Befestigungspunkt errichten, dabei soll er die ihn umgebenden Hindernisse überragen. Darüber hinaus muß auch die Erdungsfläche bis zum Antennenfußpunkt mit »angehoben« werden, indem man ein möglichst ausgedehntes künstliches Erdungsnetz in Form von Gegengewichten schafft (Groundplane) und – wenn vorhanden – auch alle in der Nähe des Aufbauplatzes befindlichen Metallflächen und sonstige leitende Metallstrukturen mit einbezieht. Das können z.B. Blechdächer, Regenrinnen und Fallrohre, Wasserleitungs- und Heizungsrohrsysteme sowie Blitzableiteranlagen sein. Flachdächer sind günstiger als Giebeldächer.

Die Behauptung, ein Vertikalstrahler sei keine gute Empfangsantenne, basiert wahrscheinlich auf der Tatsache, daß sie ein Rundstrahler ist und deshalb nicht nur die Nutzsignale aus allen Richtungen gleich gut empfängt, sondern auch die Störsignale der näheren Umgebung, die von elektrischen Geräten oder Anlagen verursacht werden.

Ein weiteres Argument, das scheinbar gegen die Verwendung von Vertikalantennen spricht, wird mit der Polarisation begründet. Bekanntlich sind die meisten Amateurantennen horizontal polarisiert. Es ist eine Tatsache, daß ein vertikal polarisiert abgestrahltes Signal von einer horizontal polarisierten Antenne um 3 dB schwächer empfangen wird, als das mit einer vertikal polarisierten Empfangsantenne der Fall wäre. Dieser Verlust durch Polarisationsänderung tritt jedoch nur bei der direkten Ausbreitung auf, z.B. beim Empfang der Bodenwelle oder allgemein im VHF- und UHF-Bereich. Bei Ausbreitung über Reflexionen an der Ionosphäre, mit der man im Kurzwellenbereich fast ausschließlich zu rechnen hat, sind Polarisationsänderungen die Regel, so daß im Endeffekt eine Überlegenheit der einen oder anderen Polarisationsebene nicht mehr zu erkennen ist.

19.4. Bauformen rundstrahlender Vertikalantennen

Die klassische *Marconi*-Antenne wird im Amateursektor nur noch selten verwendet, weil es aus erwähnten Gründen meist vorteilhafter ist, den Vertikalstrahler möglichst hoch zu montieren und die natürliche Erde durch ein Netz von Gegengewichten am Strahlerfußpunkt zu ersetzen. Diese Gegengewichte nennt man im allgemeinen *Radials*, weil sie radial vom Strahlerfußpunkt ausgehen. Das gesamte Netz von Gegengewichten wird als *Groundplane* (engl.: Erdungsebene) bezeichnet, und im Amateurjargon ist ein Vertikalstrahler mit einem Netz von Gegengewichten eine *Groundplane-Antenne*.

19.4.1. Die Groundplane-Antenne

Bild 19.8. zeigt das Schema einer Groundplane-Antenne. Die Radials werden aus einer möglichst großen Anzahl von $\lambda/4$ langen Drähten gebildet, die man am Fußpunkt des vertikalen Viertelwellenstrahlers horizontal verspannt. In der Nähe des Strahlerfußpunktes sind die Radials miteinander verbunden, der Vertikalstab ist von den Radials isoliert. Man muß mindestens 4 Radials vorsehen; da es sich um

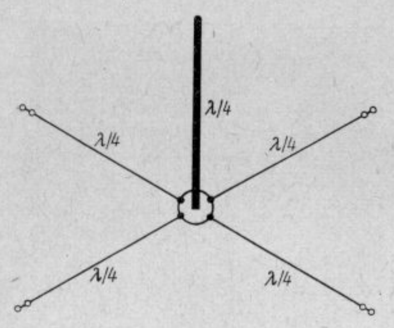


Bild 19.8. Groundplane-Antenne mit horizontalen Radials

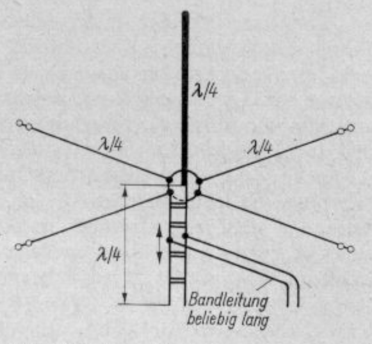


Bild 19.9. Groundplane-Antenne mit offener Viertelwellenanpaßleitung

resonante Viertelwellenstücke mit einem Spannungsbauch am Leitungsende handelt, sollen sie isoliert aufgehängt werden.

Der Eingangswiderstand einer Groundplane liegt mit etwa 36 Ω sehr niedrig. Deshalb tritt bei direkter Speisung mit Koaxialkabel eine Fehlanpassung auf. Eine oft angewendete Lösung der Anpassungsfrage sieht vor, die Radials nicht waagrecht, sondern schräg nach unten, in einem Winkel von etwa 135° zum Strahler, zu spannen. Dabei ergibt sich ein Fußpunktwiderstand von etwa 50 Ω. Leider geht durch diese Maßnahme der besondere Vorteil der flachen Abstrahlung zum Teil wieder verloren. Um mit dem üblichen 60-Ω-Koaxialkabel Anpassung zu erzielen, müßten die Radials senkrecht nach unten geführt werden. Aus der Groundplane wird dann ein senkrecht stehender Halbwellendipol mit der doppelten Bauhöhe einer Groundplane.

Die exakte Anpassung von Bandleitung oder Koaxialkabel an den Fußpunktwiderstand einer Groundplane ist über eine Viertelwellenanpaßleitung nach Abschnitt 6.6. möglich. Die Gestaltung einer solchen Stichleitung für den Anschluß von UKW-Bandleitung zeigt Bild 19.9. (Berechnung s. Abschnitt 6.6.). Aus bekannten Gründen ist die Speisung über Koaxialkabel vorzuziehen, insbesondere auch deshalb, weil die Groundplane ebenfalls ein unsymmetrisches System darstellt. Die Herstellung einer koaxialen Stichleitung ergibt jedoch mechanische Probleme, sofern man nicht über ein passendes T-Stück für Koaxialkabel verfügt. Wer sich die elektrisch einwandfreie und feuchtigkeitssichere Anzapfung eines Koaxialkabels nicht zutraut, sollte die Anpassung mit konzentrierten Schaltelementen durchführen.

Sehr empfehlenswert ist eine von *W. Seefried*, Dresden, entwickelte Transformationsschaltung, die Bild 19.10. zeigt. Es handelt sich um ein T-Glied, das bei gleichen elektrischen Eigenschaften als Ersatz für ein λ/4-Transformationsstück dient. Die Spulen L_1 und L_2 haben die gleiche Induktivität. Räumlich sind sie so anzuordnen, daß sie nicht aufeinander koppeln können. Es empfiehlt sich, die Spulen freitragend aus starkem Draht auszuführen, um durch Dehnen oder Zusammendrücken in bestimmten

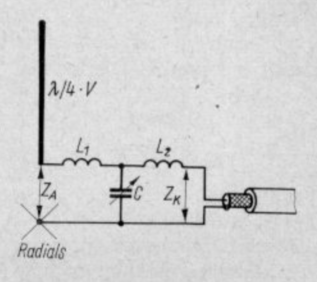


Bild 19.10. Anpassung der Groundplane über ein Transformationsglied nach *Seefried*

Grenzen eine Variation der Induktivität durchführen zu können. Als Kondensator C verwendet man zweckmäßig einen Drehkondensator mit Luftdielektrikum, damit die Anpassungsanordnung so verlustarm wie möglich gestaltet wird.

Die Berechnung ist einfach. Es besteht die Forderung, die Kabelimpedanz Z_K reflexionsfrei an den Antennenfußpunktwiderstand Z_A anzupassen. Die Impedanz des Transformationsgliedes Z_{tr} errechnen wir nach der bekannten Gl. (5.31.)

$$Z_{tr} = \sqrt{Z_K \cdot Z_A}.$$

Ferner gelten folgende Beziehungen:

$$Z_{tr} = \omega L_1 = \omega L_2 \quad \text{und} \quad Z_{tr} = \frac{10^6}{\omega C};$$

$\omega = 2\pi f = 6{,}28 \cdot f$, f in MHz, C in pF,

L in μH und Z in Ω.

Beispiel
Der Fußpunktwiderstand der Antenne wird mit 32 Ω angenommen. Zur Speisung steht Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 60 Ω zur Verfügung.

$$Z_{tr} = \sqrt{32 \cdot 60} = 43{,}8\ \Omega;$$

$$\omega L_1 = \omega L_2 = 43{,}8.$$

Für eine Betriebsfrequenz von 14,15 MHz ergibt sich

$$L_{1,2} = \frac{43{,}8}{6{,}28 \cdot 14{,}15} = 0{,}493\ \mu\text{H}.$$

Die Größe des Kondensators C errechnet sich zu

$$C = \frac{10^6}{43{,}8 \cdot 6{,}28 \cdot 14{,}15} = 257\ \text{pF}$$

(s. auch Bild 6.19. und 6.20.).

Gewählt wird ein Drehkondensator von 300 pF, um Faktoren ausgleichen zu können, die durch die Rechnung nicht zu erfassen sind.

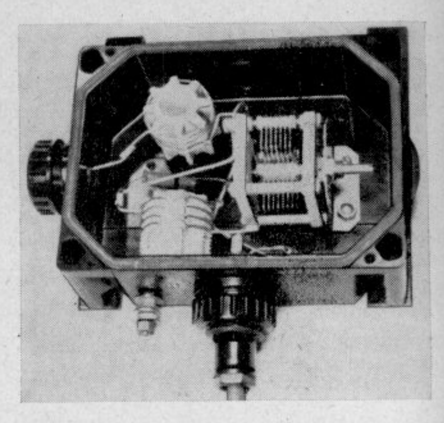


Bild 19.11. Transformationsglied in Preßstoffgehäuse

Spulen und Kondensator müssen in einem wetterfesten Gehäuse untergebracht werden. Bewährt hat sich dafür eine große rechteckige Feuchtraumdose aus Preßstoff (s. Bild 19.11.). Der genaue Abgleich erfolgt am sichersten über ein Reflektometer. Ist ein solches nicht vorhanden, kann man auch mit Hilfe eines abgesetzten Feldstärkeanzeigegerätes auf maximale Abstrahlung abgleichen.

Zur Anpassung über frequenzabhängige Glieder muß erwähnt werden, daß diese die Bandbreite einer Antenne einengen. Es bleibt deshalb immer zu erwägen, ob eine etwas verringerte Bandbreite zugunsten exakter Anpassung zu wählen ist (z.B. beim ausschließlichen Telegrafiebetrieb) oder ob man lieber eine Fehlanpassung von knapp 1:2 bei direkter Ankopplung in Kauf nehmen will, um eine größere Bandbreite zu erhalten. In der Amateurpraxis wird häufig die direkte Speisung der Groundplane über ein 50-Ω-Koaxialkabel gewählt. Es muß dann mit einem Welligkeitsfaktor von etwa 1,5 gerechnet werden.

Eine sehr einfache, aber auch etwas kostspielige Methode der direkten Anpassung einer Groundplane besteht darin, die Speiseleitung aus 2 parallelgeschalteten 75-Ω-Koaxialkabeln (z.B. Typ *75-4-4*) herzustellen. Der resultierende Wellenwiderstand

dieser Parallelschaltung beträgt dann rund 38 Ω, womit man dem Fußpunktwiderstand der Groundplane sehr nahekommt. Allerdings dürfte sich diese Art der direkten Speisung aus Kostengründen auf Fälle beschränken, in denen die Entfernung vom Antennenspeisepunkt bis zum Sender gering ist.

Um bei einem koaxialen Viertelwellentransformator mit handelsüblichen Kabelsorten auszukommen, muß das $\lambda/4$-Stück aus einem 50-Ω-Koaxialkabel und die Speiseleitung aus 75-Ω-Koaxialkabel bestehen (s. Abschn. 6.5.). Aus Gl. (6.6.) ergibt sich dabei Anpassung, wenn der Fußpunktwiderstand der Groundplane 33,3 Ω beträgt. Der 50-Ω-Transformator würde außerdem bei einem 70-Ω-Speisekabel Anpassung an einen Antenneneingangswiderstand von 35,7 Ω und mit einem 60-Ω-Speisekabel Anpassung an einen Fußpunktwiderstand von 41,7 Ω herstellen. In allen angegebenen Fällen kann mit ausreichend genauer Anpassung gerechnet werden, sofern sich die Antenne in Resonanz befindet.

19.4.1.1. *Die geerdete Groundplane*

Ein Punkt, der beim amateurmäßigen Antennenbau wenig Beachtung findet, ist die vorschriftsmäßige Erdung der Antenne und des Antennenträgers. Eine Lösung dieses teilweise schwierigen Problems wurde von *DM2AXO* in technisch einwandfreier Form für die Groundplane vorgeschlagen.

Beim Viertelwellenstrahler befindet sich am Fußpunkt ein Spannungsminimum (s. Bild 19.1.). Deshalb kann man den Strahler direkt am Fußpunkt erden. Die Erdung im Spannungsknoten hat kaum Einfluß auf die Strahlungseigenschaften eines Dipols. Das beweisen die UKW- und Fernsehantennen in Ganzmetallausführung, die ebenfalls im Spannungsminimum mit dem geerdeten Antennenträger metallisch verbunden sind.

Um eine im Fußpunkt geerdete Groundplane an ein koaxiales Speisekabel anpassen zu können, sucht man – analog zur Gamma-Anpassung in Bild 6.4. – den Punkt auf dem Viertelwellenstab, dessen Impedanz dem Wellenwiderstand des Speisekabels entspricht. Nach Bild 19.12. wird der Innenleiter des Koaxialkabels über eine Schelle mit einem bestimmten Anschlußpunkt auf dem Vertikalteil verbunden. Den Kabelmantel erdet man am Antennenfußpunkt.

Der Anschlußpunkt für den Kabelinnenleiter kann rechnerisch kaum exakt ermittelt werden, da seine Lage stark von den Einflüssen der Antennenumgebung abhängig ist. Die Abgreifschelle muß deshalb in weiten Genzen verschiebbar sein. Durch Versuch kann die Einstellung gefunden werden, bei der die Welligkeit der Speiseleitung am geringsten ist (Reflektometer). Der Feinabgleich erfolgt dann mit Hilfe des Drehkondensators *C*. Vertikalstrahler, Radials und Koaxialkabel sind dauernd geerdet, die Antenne bietet deshalb ein Maximum an Blitzsicherheit, und die unangeneh-

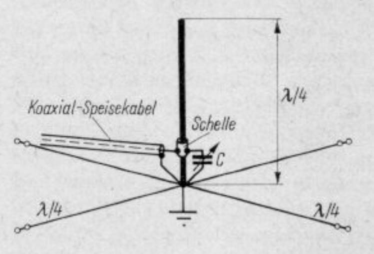


Bild 19.12. Die geerdete Groundplane-Antenne

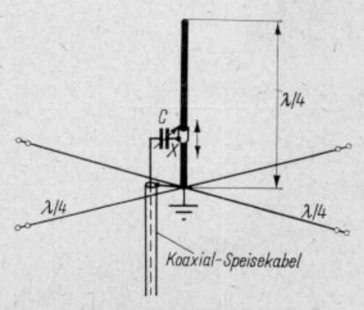


Bild 19.13. Abgeänderte Ausführung der geerdeten Groundplane

men statischen Aufladungen der Antennenanlage entfallen.

Eine Variante der geerdeten Groundplane zeigt Bild 19.13. In diesem Fall liegt der Drehkondensator in Reihe mit dem Kabelinnenleiter. Mit ihm kann die durch die Gamma-Anpassung eingebrachte induktive Blindkomponente kapazitiv kompensiert werden. Rundfunkdrehkondensatoren mit 300 oder 500 pF Endkapazität sind für beide Anwendungsfälle geeignet. Der Drehkondensator wird in einem wetterdichten Gehäuse untergebracht, das an der Abgreifschelle befestigt ist.

19.4.1.2. *Die Triple-Leg-Antenne*

Untersuchungen von *HB9OP* ergaben, daß sich mit der Groundplane bestimmte Richtwirkungen in der Horizontalebene erzielen lassen, wenn die Zahl der Radials auf 3 vermindert wird. Bei der *Triple-Leg-Antenne* werden 3 Radials – um je 120° voneinander versetzt und mit einem Winkel von 45° nach unten geneigt – verwendet (Bild 19.14.). Diese Antenne strahlt horizontal bevorzugt in die Richtungen der Winkelhalbierenden der Radials bei einem vertikalen Erhebungswinkel von 6 bis 7°. Der Strahler hat ein annähernd kleeblattförmiges Horizontaldiagramm (Bild 19.15.). Der sehr günstige vertikale Erhebungswinkel von 7° ist nur dann zu erreichen, wenn sich der Strah-

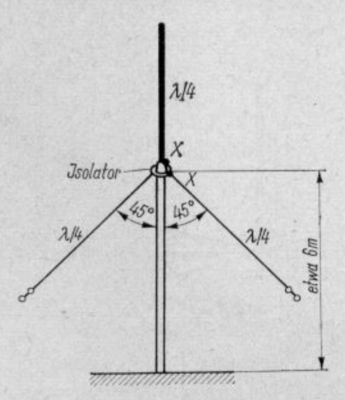


Bild 19.14. Die Triple-Leg-Antenne

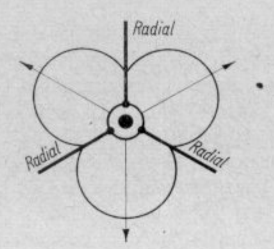


Bild 19.15. Horizontaldiagramm der Triple-Leg-Antenne

lerfußpunkt in optimaler Höhe über dem Erdboden befindet. Diese günstigste Aufbauhöhe wurde von *HB9OP* mit 6 m ermittelt, wobei die am Aufbauort vorhandenen Bodenverhältnisse eine Rolle spielen. Diese Höhenangabe sollte deshalb nur als Richtwert betrachtet werden.

Die Anzahl der Radials beeinflußt beim angegebenen Neigungswinkel von 45° den Fußpunktwiderstand des Strahlers. Dieser wurde bei der Triple-Leg-Antenne mit 50 bis 53 Ω gemessen; somit läßt sich dieser Strahler über handelsübliches Koaxialkabel direkt speisen. Bei der Anordnung von 4 gleichmäßig verteilten Radials würde der Fußpunktwiderstand auf etwa 44 Ω absinken.

Die Triple-Leg von *HB9OP* hat sich an verschiedenen Standorten sehr gut bewährt.

19.4.1.3. *Die Mehrleiter-Groundplane*

Eine Möglichkeit, den Fußpunktwiderstand und die Bandbreite einer Groundplane zu erhöhen, besteht darin, Mehrleitersysteme nach Art von Schleifendipolen zu bauen. Im einfachsten Fall besteht eine Mehrleiter-Groundplane aus einem halben Faltdipol nach Bild 19.16. Haben beide Leiterschenkel gleiche Durchmesser, so kann am Speisepunkt XX mit einem Fußpunktwiderstand von 120 Ω gerechnet werden. Das dem Speisepunkt gegenüberliegende Schenkelende der halben Schleife bildet den zentralen Verbindungspunkt für die Radials und darf an diesem Punkt auch geerdet werden.

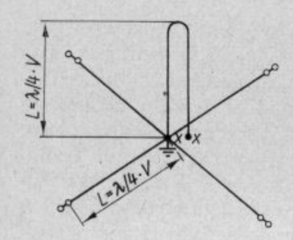


Bild 19.16. Die 2-Leiter-Groundplane

Eine solche Zweileiter-Groundplane wäre für die direkte Speisung über eine abgeschirmte Zweidrahtleitung mit 120 Ω Wellenwiderstand (z.B. Typ *120 D 10-1*) gut geeignet. Dieser halbe Schleifendipol verhält sich bezüglich der Widerstandstransformation nicht anders als ein üblicher Faltdipol mit einer Länge von $\lambda/2$ (s. Abschnitt 4.1.). Das bedeutet, daß der Fußpunktwiderstand einer 1-Leiter-Groundplane von rund 30 Ω im Verhältnis 1:4 bei

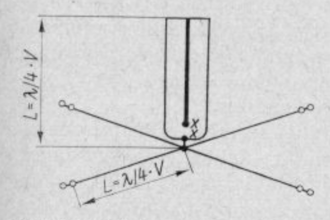


Bild 19.17. Die 3-Leiter-Groundplane

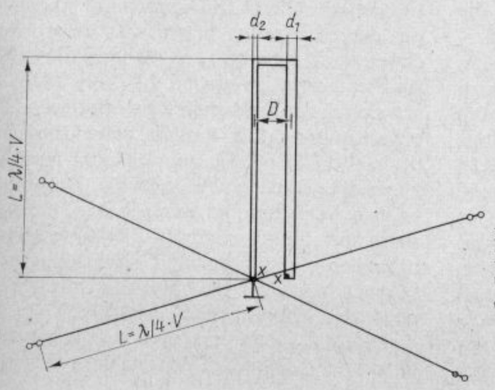


Bild 19.18
Die 2-Leiter-Groundplane mit unterschiedlichen Schenkeldurchmessern

der 2-Leiter-Groundplane auf 120 Ω übersetzt wird. Deshalb kann auch bei einer 3-Leiter-Groundplane nach Bild 19.17. mit einer Eingangsimpedanz bei XX von rund 270 Ω gerechnet werden; denn sie entspricht einem Doppel-Schleifendipol mit dem Transformationsverhältnis 1:9. Voraussetzung dafür ist, daß alle Schenkel gleiche Durchmesser aufweisen und gleiche Abstände vom Mittelleiter haben. Für die Funktion der Antenne hat es keine Bedeutung, welcher der 3 Leiter zur Speisung aufgetrennt wird.

Es dürfte wenig bekannt sein, daß mit einem Schleifendipol auch kleinere Widerstands-Übersetzungsverhältnisse als 1:4 hergestellt werden können. Dieser Fall tritt dann ein, wenn der Durchmesser d_2 des nicht unterbrochenen Leiterzweiges kleiner ist als der des zur Speisung aufgetrennten Leiters d_1. Das trifft auch bei der 2-Leiter-Groundplane zu (Bild 19.18.). Sie ist gut dazu geeignet, den Fußpunktwiderstand der Groundplane auf beliebige Werte zwischen 60 und 120 Ω zu transformieren, so daß exakte Anpassung an ein koaxiales Speisekabel besteht. Das Übersetzungsverhältnis am Speisepunkt XX ist vom Durchmesserverhältnis d_2/d_1 und vom Abstands/Durchmesser-Verhältnis D/d_2 abhängig. In Ergänzung zu Bild 4.4. kann aus Bild 19.19. die Widerstandstransformation in Abhängigkeit von den oben angeführten Durchmesserverhältnissen ersehen werden

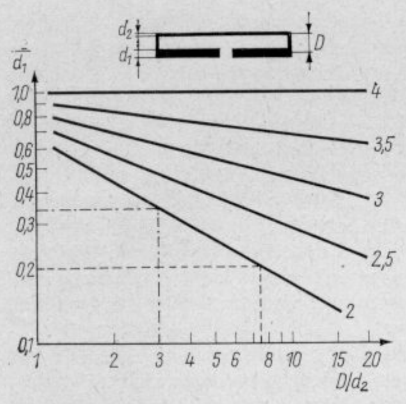


Bild 19.19. Das Widerstandsverhältnis am Speisepunkt von Schleifendipolen mit ungleich großen Elementdurchmessern, bezogen auf einen gestreckten Dipol in Abhängigkeit von den Durchmesserverhältnissen $\frac{d_2}{d_1}$ und $\frac{D}{d_2}$ (eingezeichnete Beispiele s. Abschn. 19.4.1.3.)

($d_2 < d_1$). Das Nomogramm hat gleichermaßen für Halbwellenschleifdipole und für die 2-Leiter-Groundplane nach Bild 19.18. Gültigkeit.

Beispiel

Es soll eine 2-Leiter-Groundplane mit einer Fußpunktimpedanz von 60 Ω konstruiert werden. Der Eingangswiderstand der üblichen 1-Leiter-Groundplane wird mit rund 30 Ω angenommen. Demnach muß die 2-Leiter-Ausführung den Fußpunktwiderstand um den Faktor 2 heraufsetzen. Aus Bild 19.19. ist zu ersehen, daß bei einem Verhältnis D/d_2 von 7,5 und $d_2/d_1 = 0{,}2$ das gewünschte Übersetzungsverhältnis auftritt. Bei $D/d_2 = 3$ müßte $d_2/d_1 = 0{,}34$ betragen. Diese beiden Möglichkeiten sind in Bild 19.19. gestrichelt eingetragen; sie ließen sich beliebig erweitern und werden nur durch die mechanische Durchführbarkeit begrenzt. Steht z.B. für den dicken Leiter d_1 ein Metallrohr von 10 mm Durchmesser zur Verfügung, müßte der dünnere Leiter einen Durchmesser von $d_2 = 2$ mm haben ($d_2/d_1 = 0{,}2$) und der Abstand $D = 15$ mm ($D/d_2 = 7{,}5$) betragen. Das ergibt einen lichten Abstand der beiden Leiter von 9 mm und ist deshalb mechanisch durchführbar. Dagegen würde bei einem Verhältnis $D/d_2 = 3$ unter gleichen Bedingungen der lichte Abstand nur 3,5 mm betragen; das wäre mechanisch und elektrisch viel ungünstiger und ließe sich praktisch kaum einwandfrei verwirklichen.

19.4.1.4. *Bemessungshinweise für einfache Groundplane-Antennen*

Die mechanischen Strahlerlängen und die Resonanzlängen der Viertelwellenradials von einfachen Groundplane-Antennen sind aus Tabelle 19.1. zu ersehen. Dabei ist der durch den Schlankheitsgrad bei verschiedenen Elementdurchmessern bedingte Verkürzungsfaktor berücksichtigt. Je nach Breite des Amateurbandes sind die Resonanzlängen für verschiedene Frequenzen gegeben, so daß zwischen der Bemessung für den Telegrafiebereich und der für annähernde Bandmitte gewählt werden kann. Umgebungseinflüsse können die Resonanzlänge beeinflussen!

Auch die Radials müssen die Resonanzbedingung exakt erfüllen. Man muß ihnen in dieser Hinsicht die gleiche Aufmerksamkeit schenken wie dem Vertikalteil der Groundplane. Die Angaben über die Länge der Radials sind immer mehr oder weniger theoretische Werte. Sie können sich in einigen Fällen mit den praktischen erforderlichen Baulängen decken, vielfach müssen sie aber korrigiert werden. Meistens erweisen sich die angegebenen Abmessungen als etwas zu lang. Die Radials befinden sich oft in Erdnähe oder in unmittelbarer Nachbarschaft geerdeter Gebäudeteile. Deshalb werden sie mehr oder weniger stark kapazitiv beeinflußt, wodurch die Resonanz nach der niederfrequenten Seite hin verschoben wird. Darum muß man die Radials meist entsprechend verkürzen.

DL6DO stellte umfassende Angaben über die Methodik der nachträglichen

Tabelle 19.1. Bemessungsunterlagen für normale Groundplane-Antennen

Element-durchmesser	10-m-Band 28,3	10-m-Band 28,8 in MHz	15-m-Band 21,1	15-m-Band 21,2 in MHz	20-m-Band 14,05	20-m-Band 14,15 in MHz	40-m-Band 7,075 in MHz
2 mm	259	254	347	346	522	518	1037
6 mm	258	253	346	345	521	517	1036
10 mm	258	253	345,5	344	520	516	1035
20 mm	257	252	345	343	519	515	1032
40 mm	255	250	344	342	517	513	1030

Längenangaben in cm

Längenkorrektur einer Groundplane zur Verfügung. An Meßgeräten sind ein Antennascope und ein Grid-Dip-Meter erforderlich.

Abgleichvorgang

Sämtliche Radials vom zentralen Befestigungspunkt (Basis) trennen; 2 sich gegenüberliegende Viertelwellenradials unter Zwischenschaltung des Antennascopes zu einem Halbwellendipol zusammenfassen. Da der Fußpunktwiderstand eines Halbwellendipols etwa 73 Ω beträgt, muß auch der Drehwiderstand des Antennascopes auf einen Wert von 73 Ω eingestellt werden. Speist man nun das Antennascope mit einem Grid-Dip-Meter, so wird man in den meisten Fällen feststellen, daß die Resonanzfrequenz mehr oder weniger weit außerhalb des vorgesehenen Frequenzbereiches liegt. Dann muß man die Länge der beiden untersuchten Radials entsprechend korrigieren. Ist das geschehen, so sind die nächsten beiden Radials in gleicher Weise zu untersuchen und zu korrigieren, ohne daß die vorher abgeglichenen Viertelwellenstücke an die Basis angeklemmt werden. Erst wenn alle vorhandenen Radialpaare in der beschriebenen Art abgeglichen worden sind, wird die Verbindung zum zentralen Punkt wieder hergestellt. Damit ist der Grobabgleich der Radials durchgeführt.

Zum nun folgenden Feinabgleich wird jeweils ein Radial von der Basis abgeklemmt und über das Antennascope wieder mit dieser verbunden. Die übrigen Radials bleiben dabei am zentralen Verbindungspunkt. Mit dem Griddipper stellt man erneut die Resonanzlage fest und verlängert oder verkürzt das Viertelwellenstück, bis die Betriebsfrequenz erreicht ist. Ebenso verfährt man nacheinander mit den übrigen Radials, wobei man die bereits abgeglichenen Elemente immer wieder mit der Basis verbinden muß. Bei jeder Messung sind demnach alle Radials mit der Basis verbunden, mit Ausnahme des zu messenden Viertelwellenstückes. Das exakte Minimum am Antennascope wird nun nicht mehr bei der Stellung 73 Ω, sondern zwischen 30 Ω und 60 Ω auftreten. Erfolgte ein einwandfreier Abgleich, so ist das gesamte System der Radials in Resonanz, und der vertikale Viertelwellenstrahler kann nun ebenfalls auf die Betriebswellenlänge abgestimmt werden. Auch in diesem Fall leistet die beschriebene Meßanordnung mit Antennascope und Grid-Dip-Meter gute Hilfe.

Der gesamte Abgleich erscheint etwas umständlich; dafür kann aber auch mit großer Sicherheit angenommen werden, daß eine in dieser Art abgestimmte Groundplane ihren Erbauer nicht enttäuschen wird.

19.4.1.5. *Die verlängerte Groundplane*

Wenn man den vertikalen Strahlerteil einer Groundplane über $\lambda/4$ hinaus verlängert, so erhöht sich auch ihr Fußpunktwiderstand. Man kann sich das so vorstellen, daß

durch die Strahlerverlängerung der Antennenfußpunkt aus dem Spannungsminimum in einen Bereich ansteigender Spannung gerückt wird. Steigende Spannung bei fallendem Strom ergibt einen höheren Widerstand.

Durch entsprechende Verlängerung des Strahlers kann der Wert gefunden werden, bei dem man das verwendete koaxiale Speisekabel genau mit seinem Wellenwiderstand an den Fußpunktwiderstand des Strahlers angepaßt hat. Jetzt ist die Antenne aber nicht mehr in Resonanz mit der vorgegebenen Betriebsfrequenz, sie wurde zu lang und hat deshalb eine induktive Blindkomponente. Um diese am Speisepunkt zu kompensieren, fügt man dort einen kapazitiven Blindwiderstand in Form eines Kondensators ein, dessen kapazitiver Widerstand der nduktiven Reaktanz des verlängerten Strahlers entspricht. Dadurch heben sich die Blindanteile gegenseitig auf, und der Fußpunktwiderstand wird reell.

Das Schema einer solchen verlängerten Groundplane zeigt Bild 19.20. Um Korrekturmöglichkeiten zu haben, ist die in Serie mit dem Kabelinnenleiter geschaltete Kapazität C als Drehkondensator ausgebildet. Es genügen einfache Ausführungen, da nur sehr geringe Spannungen auftreten. Dagegen ist auf gute Kontaktgabe des Rotoranschlusses zu achten, denn es fließen hohe Ströme!

Zweckmäßig wird der Drehkondensator in einem Kunststoffgehäuse untergebracht

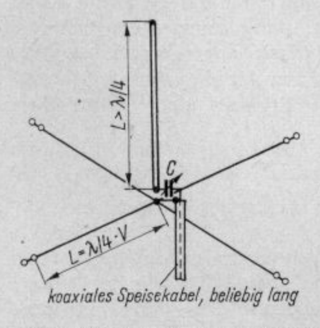


Bild 19.20. Die verlängerte Groundplane

(z. B. Seifendose oder Brotbüchse), das man wetterfest verklebt. Diese Abstimmbox schraubt man direkt am unteren Strahlerende fest, wobei der Befestigungsbolzen gleichzeitig als metallische Verbindung zwischen Strahlerende und Drehkondensator dienen kann. Das Koaxialkabel wird in die Kunststoffdose eingeführt und sein Innenleiter dort mit dem freien Drehkondensatorende verlötet. Der Außenleiter des Koaxialkabels ist mit der Basis der Radials zu verbinden. Auf diese Weise erzielt man auch einen wasserdichten Abschluß des Speisekabels. Ein einmal »abgesoffenes« Koaxialkabel läßt sich nie wieder richtig trocknen und ist damit unbrauchbar.

Nach erfolgtem Abgleich kann man den Drehkondensator auch durch einen passenden Festkondensator ersetzen, dessen Wert genau der am Drehkondensator eingestellten Kapazität entsprechen muß.

Die Radials werden – wie bei jeder »echten« Groundplane – waagrecht vespannt. Es ist üblich, dazu Drähte oder Litzen mit ungefähr 2 mm Durchmesser zu verwenden. Die Resonanzlängen der Radials werden normal bemessen und sind für Leiterdurchmesser von 2 mm aus Tabelle 19.2. zu ersehen.

Die verlängerte Groundplane läßt sich sehr leicht auf maximale Abstrahlung abstimmen. Es wird dabei lediglich mit dem Drehkondensator die geringste Welligkeit des Speisekabels eingestellt, wobei ein in die Speiseleitung eingeschleiftes Reflektometer als Anzeige dient.

In Tabelle 19.2. sind die Strahlerlängen für verlängerte Groundplane-Antennen in Abhängigkeit vom gewünschten Fußpunktwiderstand aufgeführt.

19.4.1.6. *Die verkürzte Groundplane*

Oft wird es nicht möglich sein, die volle Länge eines vertikalen Viertelwellenstrahlers aufzubauen. Das ist z. B. meist der Fall, wenn eine Groundplane für den 40-m- oder 80-m-Betrieb errichtet werden soll. Fast ausschließlich trifft diese Feststellung für

Tabelle 19.2. Bemessungsunterlagen für verlängerte Groundplane-Antennen nach Bild 19.20.

Strahler-durch-messer in mm	Strahlerlänge bei einem Wellenwiderstand des Koaxialkabels von 52 Ω in cm	60 Ω in cm	70 Ω in cm	75 Ω in cm	Radials (2 mm Durchmesser) in cm	Drehko maximal in pF
Resonanzfrequenz 7050 kHz (40-m-Amateurband)						
2	1186	1240	1299	1311	1040	250
6	1185	1239	1298	1310	1040	250
10	1183	1236	1295	1307	1040	250
20	1177	1230	1288	1300	1040	250
40	1164	1217	1275	1286	1040	250
Resonanzfrequenz 14100 kHz (20-m-Amateurband)						
2	593	620	652	658	520	150
6	591	619	651	656	520	150
10	590	618	650	655	520	150
20	588	615	647	653	520	150
40	576	602	634	640	520	150
Resonanzfrequenz 21100 kHz (15-m-Amateurband)						
2	396	414	434	440	349	130
6	395	413	432	439	349	130
10	391	409	427	434	349	130
20	387	405	423	430	349	130
40	383	401	419	425	349	130
Resonanzfrequenz 28100 kHz (10-m-Amateurband)						
2	297	311	326	329	262	100
6	294	308	322	325	262	100
10	292	305	320	323	262	100
20	289	302	316	319	262	100
40	284	297	311	314	262	100

Mobileantennen (Fahrzeugantennen) zu. Man ist dann gezwungen, den Vertikalstab kürzer als $\lambda/4$ zu bemessen.

Eine auf diese Weise verkürzte Antenne befindet sich nicht mehr in Resonanz mit der Betriebsfrequenz, ihr Fußpunktwiderstand wird mit einer kapazitiven Blindkomponente beaufschlagt. Um die Blindanteile des Eingangswiderstandes zu beseitigen, muß der kapazitive Blindwiderstand durch eine Induktanz (induktiver Blindwiderstand) kompensiert werden. Wird dadurch der Fußpunktwiderstand reell, ist auch die Resonanzbedingung wieder erfüllt.

Den zuzuschaltenden induktiven Widerstand bildet im allgemeinen eine Spule, die man auch als Verlängerungsspule bezeichnet. Damit wird zum Ausdruck gebracht, daß die Spule als elektrische Verlängerung des Strahlers wirkt. Das Schema der verkürzten Groundplane mit Verlängerungsspule zeigt Bild 19.21. Eine Verlängerungsspule verschlechtert sehr die Antenneneigenschaften; wäre das nicht der Fall, würde man nur noch extrem kleine Spulenantennen herstellen. Da die Spule selbst nicht oder nur geringfügig strahlt, aber andererseits den Ersatz für die fehlende Strahlerlänge darstellt, wird der Wirkungsgrad der Antenne entsprechend vermindert. Die

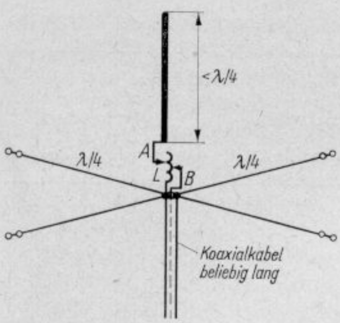


Bild 19.21. Die verkürzte Groundplane

durch den *Skin*-Effekt verursachten Spulenverluste kommen hinzu, und bei sehr stark verkürzten Antennen (z.B. Mobileantennen) sind deshalb Wirkungsgrade $< 10\%$ keine Seltenheit. Um die Verluste so gering als möglich zu halten, soll die Verlängerungsspule von hoher Güte Q sein. Sie bildet dann ein frequenzabhängiges, sehr resonanzscharfes Glied, das die Bandbreite der Antenne verringert. Verkürzte Antennen sind deshalb immer mehr oder weniger schmalbandige Kompromißlösungen mit vermindertem Wirkungsgrad.

Die schwierigste Aufgabe beim Bau einer verkürzten Groundplane stellt das Herstellen der hochwertigen Verlängerungsspule dar. Sind die mechanischen Schwierigkeiten des 2fachen Spulenabgriffes gelöst, so ist der weitere Abgleich relativ einfach. Durch ein an die Spule L gekoppeltes Grid-Dip-Meter wird die Resonanzfrequenz des Strahlers festgestellt, indem man den Abgriff A verändert, sucht man die Einstellung, bei der die Resonanzfrequenz der gewünschten Betriebsfrequenz entspricht. Nun wird an den Abgriff B der Innenleiter des Speisekabels angeschlossen und das System vom Betriebssender erregt. Zur Anzeige der Welligkeit ist in das Koaxialkabel ein Reflektometer eingeschleift. Durch Verändern des Abgriffes B wird nun auf der Verlängerungsspule der Impedanzwert gesucht, der dem Wellenwiderstand des Speisekabels entspricht. Es ist der Punkt, bei dem das Reflektometer die geringste Welligkeit anzeigt.

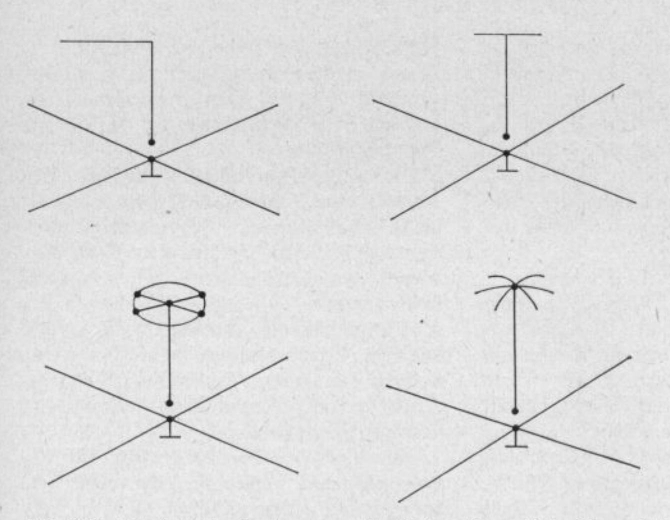
19.4.1.7. *Die kapazitiv belastete Groundplane*

Die Bauhöhe eines vertikalen Strahlers läßt sich auch verringern, indem man das freie Ende mit einer sogenannten Dachkapazität belastet. Sie kann aus einzelnen Drähten oder aus flächigen Metallstrukturen bestehen. Bild 19.22. zeigt eine kleine Auswahl von Vertikalstrahlern mit Dachkapazität.

Die kapazitive Belastung im Spannungsmaximum bildet eine zusätzliche Kapazität gegen Erde. Wie bei einem Schwingkreis, dessen Resonanzfrequenz durch das Hinzufügen einer Zusatzkapazität niedriger wird, tritt auch bei einer Antenne durch das Anfügen einer Endkapazität eine Verkleinerung der Resonanzfrequenz auf. Das bedeutet, daß sich ein zu kurz bemessener Strahler durch eine Dachkapazität zur Resonanz bringen läßt. Solange die Größe der Endkapazität in bestimmten Grenzen bleibt, kann eine kapazitiv belastete Antenne keineswegs als Kompromißlösung betrachtet werden. Solche Antennen haben sogar grundsätzlich einen größeren Strahlungswiderstand als unbelastete Vertikalstrahler und damit auch einen besseren Wirkungsgrad. Bei großen Dachkapazitäten wird allerdings die Richtcharakteristik der Antenne etwas verformt, und die mechanische Ausführung der Endkapazität ist meist mit Schwierigkeiten verbunden. Endbelastete Antennen werden vorwiegend als Vertikalstrahler für den 40-m- und den 80-m-Betrieb ausgeführt. Die kapazitive Endbelastung läßt sich nicht nur beim Viertelwellenvertikalstrahler, sondern auch bei allen anderen abgestimmten Antennentypen mit freiem Strahlerende anwenden.

19.4.2. Vertikale Halbwellenstrahler und Dipolzeilen

Für den Betrieb in den DX-Bändern (10, 15 und 20 m) besteht oftmals die Möglichkeit, Vertikalstrahler mit einer Höhe von $\lambda/2$ oder größer zu errichten. Dabei wird


Bild 19.22. Gebräuchliche Bauformen von Vertikalstrahlern mit Dachkapazität

man wegen der mechanischen Schwierigkeiten in den meisten Fällen auf selbsttragende Strahler verzichten; denn sie müssen immer auf einem sehr guten Isolator am Fußpunkt gelagert werden (Spannungsmaximum!). Bei solchen Konstruktionen müssen die Abspannungen alle seitlich wirkenden Kräfte aufnehmen. Ein geeigneter Holzmast als Antennenträger ist nicht nur viel billiger, sondern er bietet auch elektrische Vorteile. Bei dieser Holzbauweise kann der Antennenleiter notfalls auch aus einfachen Drähten bestehen. Der Holzmast ist besteigbar, er läßt sich bei Bedarf auch umklappen, sofern man ihn als Klappmast ausführt.

19.4.2.1. *Der Halbwellenvertikaldipol*

Auch der Halbwellenvertikalstrahler zeichnet sich durch einen kleinen vertikalen Erhebungswinkel aus; dieser wird um so flacher, je höher die Antenne über dem Erdboden montiert werden kann. In der Horizontalebene besteht Rundcharakteristik. Den $\lambda/2$-Vertikalstrahler stellt man im allgemeinen aus Leichtmetallrohr her, wobei das Schema nach Bild 19.23. gewählt werden kann. Ist ein genügend hoher Holzmast als Träger vorhanden, lassen sich auch Drähte beliebigen Durchmessers als Antennenleiter verwenden. Da es sich um einen normalen Halbwellendipol handelt, kann die Antenne über ein 60-Ω-Kabel impedanzrichtig gespeist werden. Das Speisekabel sollte man allerdings über eine möglichst große Strecke waagrecht vom Speise-

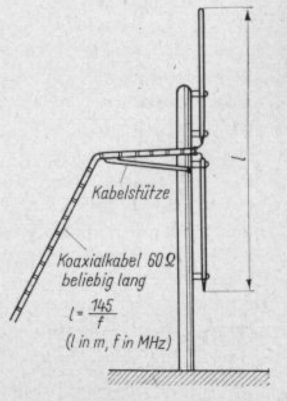


Bild 19.23. Der Halbwellenvertikaldipol

punkt wegführen. Insbesondere bei der Verwendung rohrförmiger Antennenleiter sollte die untere Strahlerhälfte gegenüber der oberen etwas verkürzt werden, weil das untere Strahlerende wegen der Erdnähe eine größere Endkapazität hat. Eine wesentlich günstigere Lösung des vertikalen Halbwellendipols stellt die Koaxialantenne dar.

Die Koaxialantenne (Sleeve-Antenne)
Bild 19.24. zeigt einen üblichen, an einem Holzmast befestigten Halbwellendipol mit rohrförmigen Antennenleitern. Kennzeichnend für diese Antenne ist die sehr zweckmäßige Art der Speisung. Das koaxiale 60-Ω-Speisekabel wird in diesem Falle in das untere Viertelwellenrohr eingeschoben und bis zum zentralen Speisepunkt geführt. Der PVC-Außenschutzmantel des Kabels verhindert, daß das Kabel innerhalb des Rohres metallischen Kontakt mit diesem bekommt. Erst am Speisepunkt wird der Kabelaußenleiter freigelegt und mit dem Antennenleiter kontaktsicher verbunden (s. Bild 19.24.b). Den Kabelinnenleiter schließt man am Speisepunkt des oberen Dipolrohres an.

Die untere Strahlerhälfte hat bei dieser Antenne eine Doppelfunktion: Sie ist strahlende Dipolhälfte und bildet gleichzeitig zusammen mit dem sie durchlaufenden Abschnitt des Koaxialkabels einen Viertelwellensperrtopf (s. Abschn. 7.1.). Durch diese Symmetrierung werden Mantelwellen auf dem Kabel unterbunden, und es ergibt sich für die meisten Anwendungsfälle eine verkürzte und vereinfachte Leitungsführung des Speisekabels.

Dieser beliebte Vertikalstrahler wird als *Koaxialantenne* bezeichnet. Im englischen Sprachgebrauch nennt man sie sehr treffend *Sleeve-Antenne* (engl.: sleeve = Ärmel).

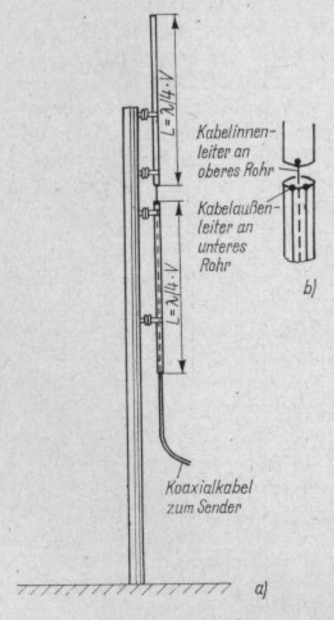


Bild 19.24. Die Koaxialantenne (Sleeve-Antenne); a – Aufbauschema, b – Teilzeichnung Speisepunkt

9.4.2.2. *Endgespeiste vertikale Halbwellenstrahler*

In der Amateurtechnik speist man Halbwellenvertikalstrahler häufig an ihrem unteren Ende im Spannungsbauch. Da dort die Anschlußimpedanz immer hochohmig ist, muß entweder transformiert oder über eine abgestimmte Leitung gespeist werden.

Der Vertikal-Zepp
Der in Bild 19.25. dargestellte Vertikal-Zepp wird über eine abgestimmte Speiseleitung erregt. Betreibt man ihn mit Halbwellenresonanz und befindet sich der Fußpunkt unmittelbar über gut leitfähiger Erde, so kann mit einem vertikalen Strahlungsdiagramm nach Bild 19.7.c gerechnet werden. Die Veränderungen der Strahlungscharakteristik, die bei verschiedenen Aufbauhöhen über idealer Erde beim Halbwellenvertikalstrahler auftreten, sind aus Bild 3.16. zu ersehen.

Bekanntlich wird bei Verwendung einer abgestimmten Speiseleitung die Resonanzlänge des strahlenden Antennenabschnittes unkritisch, weil Strahler und Speiseleitung

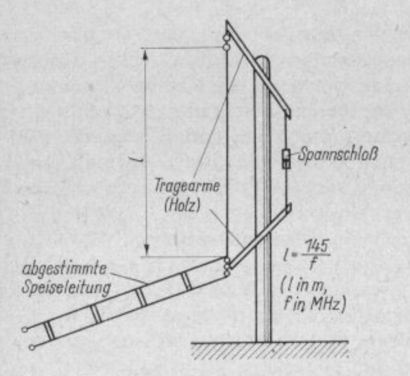


Bild 19.25. Halbwellenvertikalstrahler mit Zeppelin-Speisung

eine Einheit bilden, die sich insgesamt in Resonanz befinden soll. In der Praxis bringt man bei Verwendung einer abgestimmten Speiseleitung das ganze System am senderseitigen Ende der Speiseleitung mit einem Antennenkoppler auf Resonanz. Damit ist auf einfachste Weise ein Mehrbandbetrieb des endgespeisten Vertikalstrahlers möglich. Einzelheiten über dieses Anwendungsgebiet werden in Abschnitt 19.4.3. erläutert.

Die J-Antenne

Eine besonders günstige Speisung der Halbwellenvertikalantenne ergibt sich, wenn eine geschlossenene Viertelwellenanpaßleitung an den hochohmigen Strahlerfußpunkt angeschlossen und auf ihr die dem Wellenwiderstand des Speisekabels entsprechende Impedanz abgegriffen wird. Da auf dieser Viertelwellenleitung jede Impedanz zwischen mehreren tausend Ohm am Strahlerfußpunkt (Spannungsmaximum) und nahezu 0 Ω am Kurzschlußpunkt der Anpaßleitung auftritt, können sowohl beliebig lange Koaxialkabel als auch UKW-Bandleitungen und 600-Ω-»Hühnerleitern« optimal angepaßt werden. Derartig angepaßte Halbwellenstrahler bezeichnet man als *J-Antennen* (Bild 19.26.).

Der Halbwellenstrahler und ein Zweig der Anpaßleitung können mechanisch ein Ganzes bilden, d.h., es läßt sich ein durchgehendes Rohr von $^3/_4\lambda$ Länge verwenden. Es ist ein besonderer Vorzug dieser Speisungsart, daß der Fußpunkt der $\lambda/4$-Anpassung direkt und dauernd geerdet werden kann. Bei entsprechendem mechanischen Aufbau wirkt eine solche J-Antenne als Blitzableiter, ohne ihre Wirksamkeit als gute Sendeantenne einzubüßen.

Die optimale Anpassung einer J-Antenne läßt sich leicht feststellen. Eine Glimmlampe wird an den Strahlerfußpunkt gehalten und der Anschluß der Speiseleitung auf der Viertelwellenanpaßleitung so lange verschoben, bis die Stelle gefunden ist, an der die Glimmlampe am hellsten leuchtet.

Für die Strahlerlänge gilt mit ausreichender Genauigkeit

$$l = \frac{145}{f};$$

l in m, f in MHz.

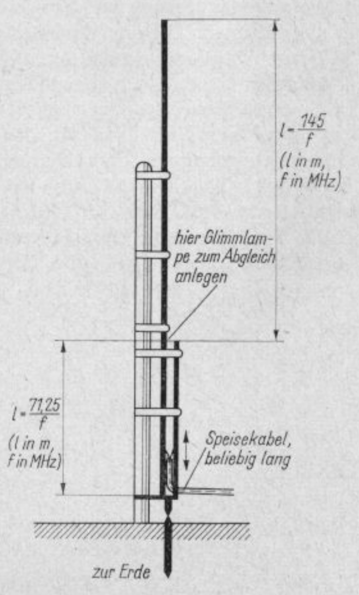


Bild 19.26. Die Halbwellenvertikalantenne mit Viertelwellenanpassung (J-Antenne)

Bei der Herstellung aus Paralleldrähten ergibt sich für die Länge der $\lambda/4$-Anpaßleitung

$$l = \frac{73}{f}.$$

Verwendet man Rohre mit verhältnismäßig großem Durchmesser, dann gilt

$$l = \frac{71{,}25}{f};$$

l in m, f in MHz.

Um einen genauen Abgleich herstellen zu können, sollte die Viertelwellenanpaßleitung etwas länger als errechnet bemessen werden, wobei man die Kurzschlußbrücke am Ende der Leitung in ihrer Lage veränderlich auslegt. Dann wird die Antenne parasitär durch eine in der Nähe ausgespannte, vom Sender gespeiste Hilfsantenne erregt. Dabei ist noch keine Speiseleitung an die Viertelwellenanpassung des Vertikalstrahlers angeschlossen. Dieser wird ausschließlich durch Strahlungskopplung von der Hilfsantenne erregt. Nun verschiebt man die Kurzschlußbrücke der Viertelwellenleitung so lange, bis eine an den Strahlerfußpunkt gehaltene Glimmlampe größte Helligkeit zeigt. Strahler und Viertelwellenanpassung sind damit in Resonanz mit der Sendefrequenz. Anschließend wird die Hilfsantenne entfernt und der Strahler normal über das vorgesehene Speisekabel gespeist. Der richtige Kabelanschlußpunkt auf der Viertelwellenleitung ist, wie bereits beschrieben, zu ermitteln. Ein auf diese Weise optimal abgestimmter Strahler bildet eine gute DX-Rundstrahlantenne, wenn sie in genügend großer Höhe aufgebaut werden kann.



Bild 19.27. J-Antenne mit abgewandelter Speisung

Soll die J-Antenne über ein 50-Ω-Koaxialkabel gespeist werden, ist die Schaltungsvariante nach Bild 19.27. besonders geeignet. In diesem Falle ist die Viertelwellenleitung nicht kurzgeschlossen, sondern wird mit 50 Ω, dem Wellenwiderstand des Koaxialkabels, abgeschlossen. Dabei ergibt sich Anpassung, denn die Impedanz des Anschlußpunktes liegt in der gleichen Größenordnung. Damit die Abstrahlung des Viertelwellenabschnittes möglichst gering bleibt, sollen seine parallelen Leiter in möglichst geringem Abstand verlaufen.

19.4.2.3. *Endgespeiste vertikale Dipolzeilen*

Wo es möglich ist, größere Aufbauhöhen als $\lambda/2$ zu verwirklichen, können mit bestem Erfolg vertikal gestockte, gleichphasig erregte Vertikaldipole gebaut werden. Als Aufbauhöhe ist dabei die mögliche Antennenlänge vom Erdboden bis zum Strahlerende gemeint. An einem Holzmast von 12 m freier Länge könnte man z.B. einen Vertikalstrahler befestigen, der noch 3 m über das Mastende hinausragt, womit eine gesamte Antennenlänge von 15 m gegeben wäre. Das reicht aus, um elektrisch $1{,}5\lambda$ für 10 m und rund 1λ für den 15-m-Betrieb unterzubringen. Sorgt man dafür, daß die einzelnen Halbwellenabschnitte gleichphasig erregt werden, erhält man einen ausgezeichneten Rundstrahler mit dem Antennengewinn einer Dipolzeile. Der Gewinn resultiert aus der Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels. Die Zusammenhänge können aus Abschnitt 13.1. hergeleitet werden. Bekanntlich findet ein unmittelbar über gut leitfähiger Erde errichteter Vertikalstrahler seine spiegelbildliche Fortsetzung in der Erde. Für den Anwen-

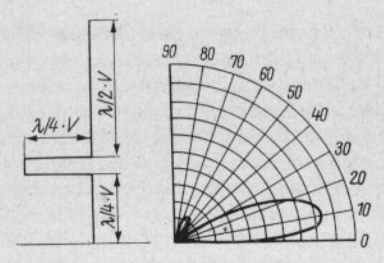


Bild 19.28. Vertikale Dipolzeile über gut leitfähiger Erde

dungsfall der vertikalen Dipolzeile bedeutet das zum Beispiel, daß sich eine Antenne nach Bild 19.28. in der Erde zu einer Dipolzeile mit 3 kollinearen Halbwellenstücken ergänzt, obwohl ihre Gesamtlänge nur $^3/_4\lambda$ beträgt. Der Gewinn einer Dipolzeile, die aus 3 gleichphasig erregten $\lambda/2$-Abschnitten besteht, beträgt nach Abschnitt 13.1. theoretisch 3,2 dB. Dem gleichphasig erregten $^3/_4\lambda$-Vertikalstrahler kann deshalb ebenfalls ein Gewinn von 3,2 dB zugeordnet werden, sofern er sich unmittelbar über einer idealen Erde befindet. Da man aber immer mit mehr oder weniger großen Erdverlusten rechnen muß, erreicht auch der Gewinn nicht den Maximalwert; er kann ihm aber sehr nahekommen, wenn ein gutes Erdungsnetz vorhanden ist.

Die Phasenumkehr, die für die gleichphasige Erregung erforderlich ist, wird wie üblich durch eine geschlossenene Viertelwellenleitung erreicht. Über einen Abgriff auf diesem Paralleldrahtabschnitt könnte das System gespeist werden. Das in Bild 19.28. dargestellte Vertikaldiagramm, das bei guten Erdverhältnissen auftreten kann, zeigt einen vertikalen Öffnungswinkel von etwa 20°, wobei der Erhebungswinkel nur rund 10° beträgt.

19.5. Vertikal polarisierte Richtantennen

Vertikal polarisierte Richtantennen mit parasitären Elementen findet man im Amateurgebrauch selten, obwohl ihre Strahlungseigenschaften hinsichtlich der ionosphärischen Fernausbreitung denen gleichartiger horizontaler Richtantennen mindestens ebenbürtig sind. Bei vertikalem Aufbau ergeben sich kaum größere mechanische Schwierigkeiten als bei Horizontalpolarisation. Allerdings muß festgestellt werden, daß vertikale Richtantennen empfindlicher auf die sie umgebenden senkrecht ausgedehnten Hindernisse reagieren als Horizontalstrahler. Sie sind deshalb besonders für freie Lagen geeignet.

19.5.1. Der 2-Element-Vertikalstrahler

In einigen Fällen ist es möglich, in geeignetem Abstand vom Halbwellenvertikalstrahler einen Reflektor oder einen Direktor anzubringen, z.B. wenn sich in entsprechender Entfernung vom Strahler ein Baum befindet. Dieses an sich unerwünschte Hindernis kann als Träger eines Parasitärelementes vorteilhaft ausgenutzt werden (Bild 19.29.).

Das Parasitärelement läßt sich durch Umschaltung wahlweise als Reflektor oder als Direktor nutzen. Für das 10-m-Band müßte im letzteren Falle der Sekundärstrahler 491 cm lang sein. Durch einen Umschalter

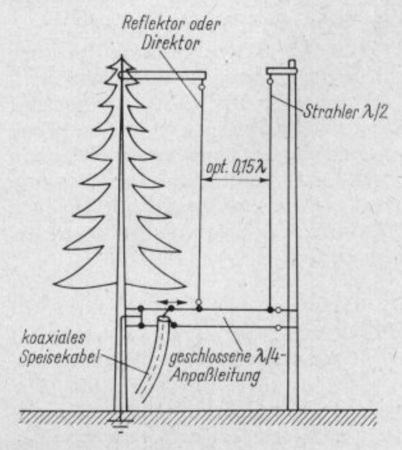


Bild 19.29. Der vertikale 2-Element-Richtstrahler

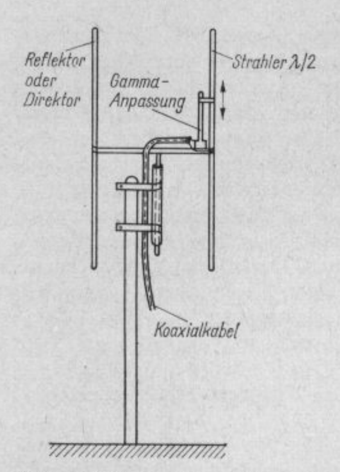


Bild 19.30. Ein drehbarer 2-Element-Vertikalstrahler

kann dann wahlweise eine Drahtlänge von 50 cm zugeschaltet werden, so daß das Parasitärelement auf 541 cm verlängert wird und auf diese Weise als Reflektor wirkt.

Dadurch läßt sich die Antenne beliebig nach 2 verschiedenen, um 180° versetzten Hauptstrahlrichtungen einsetzen.

Die in Bild 19.29. gezeigte Anpassungsschaltung ist eine von verschiedenen Möglichkeiten. Grundsätzlich sind auch alle Arten der zentralen Speisung, wie sie für horizontale 2-Element-Richtstrahler angegeben wurden (s. Abschn. 16.), brauchbar.

Den Konstruktionsvorschlag für eine drehbare Ausführung des 2-Element-Vertikalstrahlers zeigt Bild 19.30. Als günstige Lösung für die Speisung ist in diesem Fall die Anpassung des Koaxialkabels über ein Gamma-Glied vorgesehen. Die Elemente können in ihrer geometrischen Mitte ohne die Zwischenschaltung von Isolatoren gehaltert werden.

19.5.2. Ein 2-Element-Vertikalstrahler mit auswechselbaren Elementen

Interessant ist bei dieser Antenne die einfache und zweckmäßige mechanische Lösung, die von *PAØLU* vorgeschlagen wurde. Elektrisch gesehen handelt es sich bei dieser Antenne (Bild 19.31.) um einen normalen 2-Element-Richtstrahler, bestehend aus Strahler und Direktor. Der Direktorabstand beträgt 0,1λ, und bei optimaler Bemessung stellt sich ein Gewinn von 3,5 dB in der Hauptstrahlrichtung ein. Aus Gründen einer einfachen Anpassung an das Speisekabel wird das gespeiste Element aus UKW-Bandleitung hergestellt, deren Doppelleiter an den beiden Enden kurzgeschlossen ist. In der geometrischen Mitte der UKW-Bandleitung trennt man eine der beiden Adern auf: Dort erfolgt die Einspeisung. Das gespeiste Element wirkt somit als Schleifendipol. Daraus ergibt sich ein Speisepunktwiderstand von etwa 60 Ω, die Antenne kann deshalb über eine Zweidrahtleitung mit 50 bis 70 Ω Wellenwiderstand annähernd impedanzrichtig gespeist werden. *PAØLU* verwendete dazu eine handelsübliche verdrillte Netzleitung, deren Wellenwiderstand etwa in dieser Größenordnung lag. Der Direktor wird aus Antennenlitze hergestellt.

Aus Bild 19.31. geht die mechanische Konstruktion der Antenne hervor. Strahler und Direktoren werden für jedes der 3 DX-Bänder passend zugeschnitten und an ihren Enden mit je 1 Isolator und je 1 Karabinerhaken versehen. Die Resonanzlänge für das gespeiste Element wird nach der Formel

$$l = \frac{140{,}8}{f}$$

errechnet (l in m, f in MHz). Das ergibt für das 20-m-Band 10 m, für das 15-m-Band 6,67 m und für das 10-m-Band 5,03 m. Für die Direktorlängen werden von diesen Abmessungen jeweils 5% abgezogen.

Als Aufhängegerüst dienen 2 imprägnierte, je 2,20 m lange Holzlatten, an denen gemäß Bild 19.31. je 6 Halteringe befestigt sind. Der Abstand zwischen den Ringen A_1 und A_2 beträgt 214 cm; sie dienen zum Einhängen der 20-m-Band-Elemente. Die Ringpaare B_1 und B_2 haben einen Abstand von 144 cm, dort werden die Elemente für

den 15-m-Betrieb eingehängt. C_1 und C_2 dienen zum Befestigen der 10-m-Elemente (108 cm Abstand).

Damit durch die Speiseleitung keine ungleichmäßige Gewichtsbelastung des Systems auftritt, stützt man Strahler und Direktor in der Mitte mit Hilfe einer dünnen Bambusspreize und fängt die Speiseleitung zwischen den beiden Elementen so ab, daß die gesamte Anordnung im Gleichgewicht ist. Die obere Aufhängeleine muß über Rollen laufen, damit man die Antenne zum Bandwechsel schnell und einfach herablassen kann. Es sind dann nur die Elemente auszuwechseln, wobei darauf zu achten ist, daß diese in die dem verwendeten Amateurband entsprechenden Halteringe eingeklinkt werden.

Oft wird die Möglichkeit bestehen, die Antenne mechanisch so auszuführen, daß eine axiale Drehung über Leinen erfolgen kann. Damit hat man sich einen sehr einfachen und trotzdem leistungsfähigen Drehrichtstrahler geschaffen. Die kleine Mühe und der Zeitverlust beim Bandwechsel finden ihre Belohnung in den guten Ergebnissen, die mit solch einem Richtstrahler bei geringem materiellem Aufwand erzielt werden.

19.5.3. Der Quick-Heading-Beam

Der *QH-Beam (Quick-Heading-Beam)* ist eine Weiterentwicklung des vertikalen Halbwellenrichtstrahlers. Er besteht aus einem vertikalen Halbwellenstrahler mit 4 Parasitärelementen, die im Abstand von je $0{,}15\lambda$ vom Strahler entfernt angeordnet sind. Die Länge dieser Sekundärstrahler wird so umgeschaltet, daß sie wahlweise als Direktoren oder als Reflektoren wirken. Auf diese Weise erreicht man, daß der Richtstrahler mit seiner Hauptstrahlung durch entsprechendes Umschalten alle Richtungen der Windrose bestreicht, ohne die Antenne zu drehen. In seiner Wirkung entspricht der QH-Beam etwa einer 3-Ele-

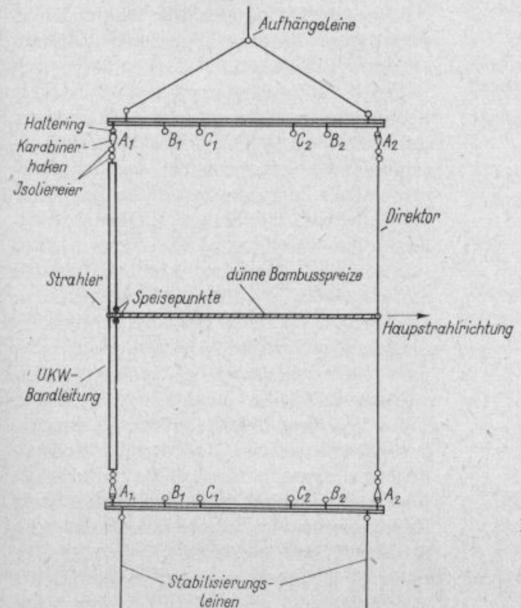


Bild 19.31. Ein 2-Element-Vertikalstrahler mit auswechselbaren Elementen

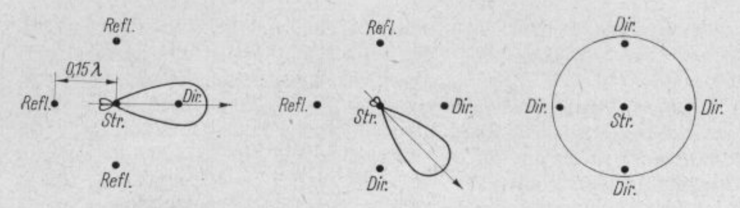


Bild 19.32. Horizontaldiagramme des QH-Richtstrahlers; schematische Ansicht senkrecht von oben

ment-*Yagi*-Antenne; man kann mit einem Gewinn bis 6,5 dB rechnen. Der mechanische Aufbau ist nicht einfach; wie jeder Vertikalstrahler braucht auch der QH-Beam eine freie Antennenumgebung und gute Erdverhältnisse.

Bild 19.32. zeigt schematisch den QH-Beam, senkrecht von oben gesehen und die horizontalen Strahlungsdiagramme bei verschiedener Schaltung der Parasitärelemente. Daraus folgt, daß die Hauptstrahlung wahlweise in insgesamt 8 verschiedene Richtungen gelenkt werden kann, die voneinander jeweils um 45° versetzt sind. Schaltet man alle Sekundärelemente als Direktoren, so ergibt sich ein horizontales Runddiagramm.

Die Seitenansicht ist in Bild 19.33.a dargestellt. Der Tragemast wurde der Übersichtlichkeit halber nicht mitgezeichnet.

Bild 19.33. Der QH-Beam; a – Seitenansicht, b – Detailzeichnung der Sekundärelemente

Das zentrale gespeiste Element kann sowohl ein Faltdipol (etwas größere Bandbreite) als auch ein gestreckter Dipol sein. Der Eingangswiderstand im Strombauch beträgt 30 bis 40 Ω, es muß deshalb in jedem Falle auf den Wellenwiderstand des Speisekabels transformiert werden. Beim Faltdipol geschieht das durch entsprechende Wahl des Durchmesserverhältnisses nach Bild 4.4. (Übersetzungsverhältnis $>1:4$) oder nach Bild 19.19. (Übersetzungsverhältnis $<1:4$). Für einen gestreckten Dipol ist die bewährte Gamma-Anpassung bei Speisung über Koaxialkabel am günstigsten. Wenn es sich mechanisch ermöglichen läßt, sollte man das Speisekabel innerhalb des unteren Rohrabschnittes bis zum Speisepunkt führen (s. auch Bild 19.24.).

Die 4 Sekundärelemente sind in ihrer geometrischen Mitte unterbrochen und werden nach Bild 19.33.b ausgebildet. Bei geschlossenem Schalter wirkt das Parasitärelement als Direktor, bei offenem Schalter als Reflektor. Die Schaltkontakte des Relais sollen möglichst kapazitätsarm sein. Die praktisch erprobten Abmessungen für einen QH-Beam sind aus Tabelle 19.3. zu ersehen. Da bei allen Vertikalstrahlern der Abgleich auf größte Vorwärtsverstärkung nicht eindeutig genug ist, erfolgt die Einstellung auf größte Rückdämpfung. Dazu sollte die Länge *D* etwas größer als angegeben gewählt werden, und der Kurzschlußbügel ist verstellbar ausgeführt. Zuerst erfolgt der Abgleich der Länge *D* für beste Reflektorwirkung, dann erst wird die Strecke C bei geschlossenem Schalter für optimale Direktorwirkung eingestellt. Beide Vorgänge sind zu wiederholen, bis keine

Tabelle 19.3. Bemessungsunterlagen für einen QH-Beam

	Strahler-länge	Abstand der Parasitärelemente	Abmessungen nach Bild 19.33b *A*	*B*	*C*	*D*
20-m-Band	1027	253	460	10	40	90
15-m-Band	686	170	307	7	27	60
10-m-Band	512	126	230	5	20	45

Alle Angaben in cm

Verbesserung mehr möglich ist. Dann wird die Speiseleitung optimal an den Strahlereingangswiderstand angepaßt.

19.6. Vertikal polarisierte Antennen für den Mehrbandbetrieb

Für den Mehrbandbetrieb mit Vertikalstrahlern gibt es verschiedene Methoden. Geht man von einer Viertelwellen-Groundplane aus und ist die für das Band mit der größten vorgesehenen Wellenlänge erforderliche Bauhöhe zu verwirklichen, läßt sich eine einfache mechanische Längenumschaltung über Seilzug oder Relais durchführen. Solche Anordnungen werden im folgenden Abschnitt 19.6.1.beschrieben. Mit geringeren Bauhöhen und weniger komplizierter Mechanik kommt man aus, wenn der Strahler durch *L/C*-Glieder am Fußpunkt entsprechend elektrisch verlängert oder verkürzt wird. Bei dieser Methode ist allerdings immer mit mehr oder weniger großen Zusatzverlusten zu rechnen. Schließlich können auch analog zur *W3DZZ*-Allbandantenne (Abschn. 10.2.8.) Sperrkreise in den Leiterweg eingeschaltet werden, wobei auf mechanische Umschaltung verzichtet wird und echter Mehrbandbetrieb vorhanden ist. Solche Anordnungen sind aber bei Vertikalstrahlern hinsichtlich der Statik etwas schwierig zu beherrschen, außerdem setzt die elektrisch und mechanisch einwandfreie Gestaltung der Trapse große Erfahrungen voraus. Die Herstellung solcher Bauformen ist deshalb überwiegend der Antennenindustrie vorbehalten.

19.6.1. Umschaltbare Dreiband-Groundplane-Antennen

In der Amateurliteratur wird eine Dreiband-Groundplane beschrieben, die durch Umschalten des Strahlers für 3 Amateurbänder benutzt werden kann (Bild 19.34.). Der Bau der durch Seilzug zu betätigenden Umschalter stellt an die mechanischen Fähigkeiten des Amateurs einige Anforderungen. Es ist nicht einfach, diese Umschalter so zu konstruieren, daß sie über einen längeren Zeitraum und bei jeder Wetterlage einwandfrei arbeiten. Alle Abmessungen enthält Bild 19.34. Resonanz im 20-m-Band ergibt sich, wenn die Schalter I und II geschlossen sind; die wirksame Strahlerlänge beträgt dann 5,05 m, wobei ein Rohrdurchmesser von etwa 40 mm vorausgesetzt

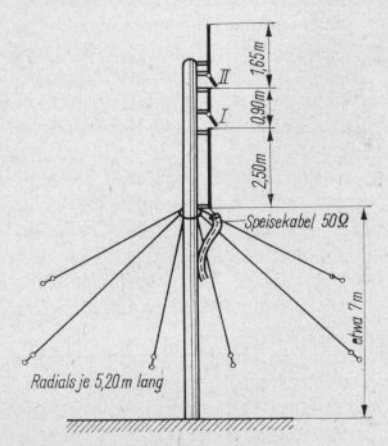


Bild 19.34. Umschaltbare Groundplane für Dreibandbetrieb

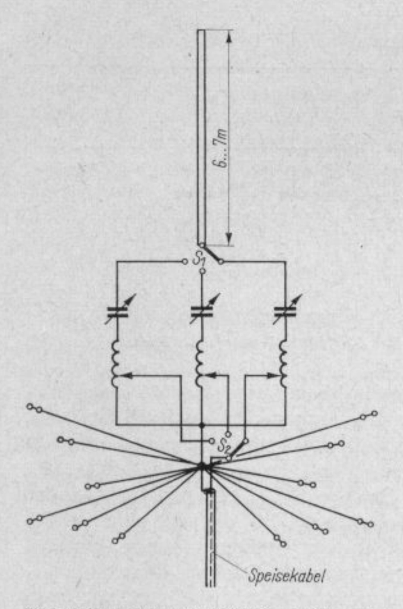


Bild 19.35. Schema einer Dreiband-Groundplane

wird. Öffnet man Schalter II, so besteht mit einer wirksamen Länge von 3,40 m Resonanz im 15-m-Band. Schließlich müssen für den 10-m-Betrieb beide Schalter geöffnet werden, wobei dann nur noch der untere, 2,50 m lange Abschnitt erregt wird. Die 5,20 m langen Radials sind schräg nach unten geführt, damit sich der Fußpunktwiderstand so weit erhöht, daß sich die Antenne direkt mit einem 50-Ω-Koaxialkabel speisen läßt.

Eine weitere Ausführungsform der umschaltbaren Dreiband-Groundplane zeigt Bild 19.35. Die Bandumschalter befinden sich am Strahlerfußpunkt und sind deshalb leichter zugänglich. Der Vertikalstrahler selbst ist nicht resonant, seine Länge sollte 6 bis 7 m betragen.

Durch die Abstimmelemente, die jeweils aus einer Spule und einem Drehkondensator in Serienschaltung bestehen, wird die Strahlerresonanz hergestellt. Die Kontrolle der Abstimmung erfolgt durch ein Grid-Dip-Meter, das man an die jeweilige Spule ankoppelt. Durch Schalter kann auf das 20-m-, 15-m- oder 10-m-Band wahlweise umgeschaltet werden. Für die Drehkondensatoren kommt man mit einer Endkapazität von je 100 pF aus; die Größe der Spulen ist durch Versuch zu ermitteln. Es wird empfohlen, für die erste Resonanzmessung eine freitragende Luftspule mit 15 Wdg. eines starken, versilberten Kupferdrahtes bei 40 mm Spulendurchmesser zu verwenden.

Bei dieser Groundplane verwendet man für jedes Band eine Serie resonanter Radials, die nach Bild 19.36. vom zentralen Verbindungspunkt aus verteilt werden und dort miteinander verbunden sind. Man gleicht sie nach der bereits beschriebenen Art mit Antennascope und Grid-Dip-Meter genau für jedes Band ab.

Die Anpassung des koaxialen Speisekabels erfolgt sehr einfach, indem auf der Spule durch Abgriff der Punkt gesucht wird, dessen Impedanz dem Wellenwiderstand des Speisekabels entspricht. Zu diesem Zweck schließt man das Antennascope zwischen Basis und Spulenabgriff an, speist es mit dem Grid-Dip-Meter und verändert den Spulenabgriff so lange, bis die gewünschte Impedanz angezeigt wird. Dieser Abgleich ist sehr sorgfältig durchzuführen; es empfiehlt sich, dabei die Frequenz des Griddippers in einem Empfänger laufend zu überprüfen.

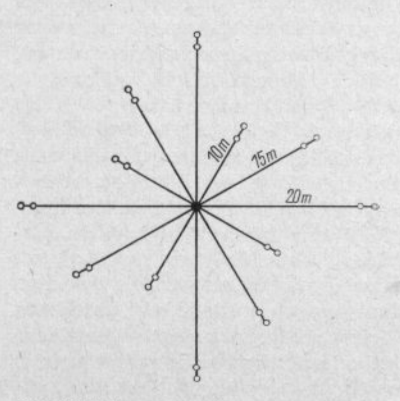


Bild 19.36. Anordnung der Radials

Das Kriterium dieser Dreiband-Groundplane stellen die Bandumschalter dar. Ob man diese mechanisch durch Seilzug fernbetätigt oder ob mit Relaissteuerung gearbeitet wird, bleibt dem Geschick des Erbauers überlassen. Große Bedeutung hat die Güte der Spulen. Sie liegen jeweils im Strombauch, deshalb ist eine besonders gute Oberflächenleitfähigkeit bei großem Leiterquerschnitt erforderlich.

19.6.2. Vierband-Groundplane ohne Umschalter

Eine Vierband-Groundplane, die ohne komplizierte Umschalteinrichtungen auskommt und auf sonstige verlustbehaftete Schaltelemente verzichtet, zeigt Bild 19.37. Es handelt sich um ein stabiles Viertelwellenrohr für 40 m, das gleichzeitig als Tragemast für eine 20-m- und einen 10-m-Viertelwellenstrahler dient. Am Fußpunkt sind die 3 Einzelstrahler leitend miteinander verbunden, dort wird auch der Innenleiter des koaxialen 50-Ω-Speisekabels angeschlossen. Der Kabelaußenleiter liegt an der Basis der Radials, die mit einer Länge von je 10,35 m in möglichst großer Anzahl vorhanden sein sollen. Um annähernd Anpassung an das 50-Ω-Speisekabel zu erhalten, müssen die Radials mit einem Winkel von etwa 135° nach unten geneigt werden (s. Abschn. 19.4.1.). Das bedingt, daß sich der Fußpunkt der Vertikalstäbe einige Meter über der Erdoberfläche befindet. Eine Aufteilung der Radials nach Bild 19.36. ist zu empfehlen, wobei zusätzlich noch die Radials für den 40-m-Betrieb angebracht werden müssen.

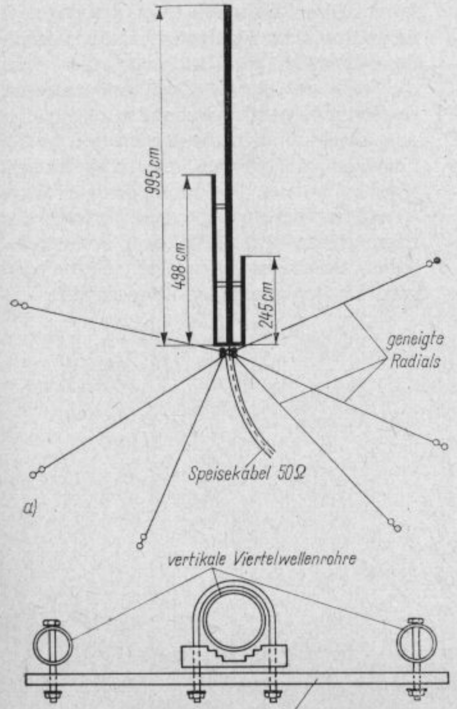


Bild 19.37. Die Vierband-Groundplane ohne Umschalter; a – Aufbauschema, b – Konstruktionsvorschlag für die isolierende Halterung

Die isolierte Befestigung der Viertelwellenrohre am tragenden 40-m-Vertikalstrahler kann nach Bild 19.37. b erfolgen, wobei der Verbindungssteg aus einem verlustarmen Kunststoff besteht (z. B. *Piacryl*). Die gleiche Befestigungsart kann auch am Fußpunkt verwendet werden, dort besteht der Verbindungssteg aus Metall.

Die Wirkungsweise dieser Vierband-Groundplane läßt sich leicht übersehen. Beim 40-m-Betrieb wirkt der 9,95 m lange Stab; er ist etwas kürzer als üblich, weil sein relativ großer Durchmesser in Verbindung mit den beiden parallelgeschalteten Elementen eine stärkere Verkürzung bedingt. Dieser Stab weist gleichzeitig für den 15-m-Betrieb als $^3/_4\lambda$ langer Strahler Resonanz auf, wobei allerdings in der Strahlungscharakteristik eine Aufspaltung des vertikalen Öffnungswinkels eintritt. Für 20 und 10 m sind normal bemessene Viertelwellenstäbe vorhanden.

Wie bereits ausgeführt, ist bei freier Antennenumgebung die Errichtung von Vertikalstrahlern unmittelbar über der Erdoberfläche am günstigsten. In solchen Fällen müßten aber die Radials waagrecht verspannt werden und der Fußpunktwiderstand würde deshalb nur in der Größenordnung von 30 Ω liegen. In diesem Falle kann man sich mit dem in Abschnitt 19.4.1.5. behandelten Prinzip der verlängerten Groundplane helfen. Dazu werden die Stäbe für 10 m und für 20 m auf etwa $^5/_{16}\lambda$ verlängert und analog zu Bild 19.20. durch einen Serienkondensator wieder auf eine elektrische Länge von $^1/_4\lambda$ verkürzt. Man rückt damit sozusagen den Speisepunkt in ein Gebiet größerer Impedanz, und es bereitet keinerlei Schwierigkeiten, an ein beliebiges Koaxialkabel anzupassen. Alle erforderlichen Angaben sind aus Tabelle 19.2. zu ersehen.

Bild 19.38. zeigt einen Konstruktionsvorschlag für diese Bauart. Aus mechanischen Gründen ist für das 40-m-Element keine Verlängerung vorgesehen, es wird als geerdete Groundplane nach Bild 19.13. gestaltet. Dabei ist das Strahlerende direkt geerdet und die Anpassung erfolgt über eine kompensierte Gamma-Anpassung. Die beiden anderen Viertelwellenstäbe sind entsprechend Tabelle 19.2. verlängert und durch Drehkondensatoren elektrisch verkürzt. Diese Elemente trägt der geerdete Mittelstab. Die Elemente sind aber durch den Haltesteg vom Mittelstab isoliert. Nur die Rotoren der 3 Drehkondensatoren werden miteinander verbunden und bilden den Anschlußpunkt für den Innenleiter des koaxialen Speisekabels. Der Kabelaußenleiter ist an den Fußpunkt des geerdeten 40-m-Strahlers angeschlossen, wo auch das Erdungsnetz bzw. die Radials zusammenlaufen. Bei einer solchen Konstruktion wird man für den tragenden 40-m-Strahler ein

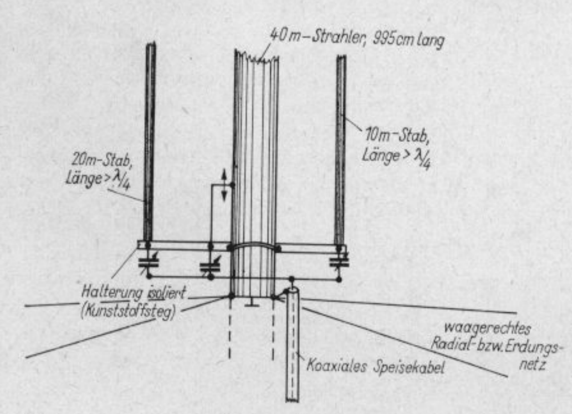


Bild 19.38. Die Vierband-Groundplane mit Kabelanpassung

kräftiges Gasrohr verwenden, dessen unteres Ende im Erdreich so verankert ist, daß die freie Länge über der Erdoberfläche 9,90 m beträgt. Das Rohrende sollte man in einen Betonklotz eingießen. Die beiden verlängerten Viertelwellenstücke werden dann mit ihren Fußpunkten nahe der Erdoberfläche isoliert am Tragerohr befestigt (s. Bild 19.38.). Eine solche Anlage ist gleichzeitig ein ausgezeichneter Blitzableiter.

19.6.3. Eine vertikale Multiband-*T2FD*-Antenne

Auch als Vertikalstrahler bringt die *T2FD*-Antenne gute Ergebnisse. Bild 19.39. zeigt den Aufbau, der bei einer Gesamthöhe von knapp 7,50 m für die DX-Bänder 10, 15 und 20 m geeignet ist. In Berichten wird hervorgehoben, daß sich diese Antenne auch im 40- und 80-m-Band noch gut erregen läßt, wobei allerdings die Ergebnisse nicht besonders günstig waren. Somit ist mit einer vertikalen *T2FD* ein Allbandbetrieb möglich.

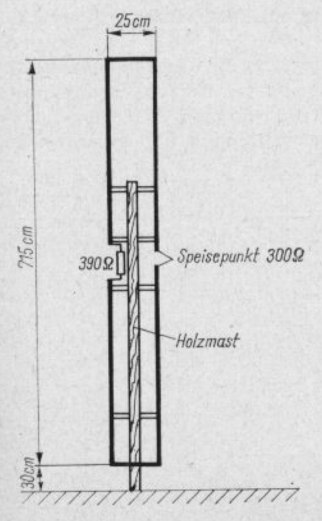


Bild 19.39. Multiband-Vertikalantenne nach dem *T2FD*-Prinzip

Bei Verwendung eines 390-Ω-Abschlußwiderstands, der mit mindestens $^1/_3$ der Senderleistung belastbar sein muß, beträgt der Fußpunktwiderstand rund 300 Ω. Eine direkte Speisung mit UKW-Bandleitung (z.B. Typ *300 A 7-1*) ist deshalb möglich. Um mit einem Koaxialkabel speisen zu können, wird empfohlen, am tragenden Holzmast in der Nähe des Speisepunktes ein wasserdichtes Kästchen zu befestigen, das die Schaltelemente für einen Symmetrie- und Impedanzwandler enthält. Für diese Antenne werden keine Radials benötigt. Weitere Ausführungen zu *T2FD*-Antennen sind in Abschnitt 12.2. enthalten.

19.6.4. Mehrband-Groundplane-Antennen mit umschaltbaren Verlängerungsspulen

Viele praktisch ausgeführte Mehrband-Groundplane-Antennen arbeiten mit umschaltbaren Verlängerungsspulen und teilweise auch mit Verkürzungskondensatoren. Im Prinzip wird dabei der Vertikalstrahler für ein Amateurband annähernd mit Viertelwellenresonanz ausgelegt: Damit auf frequenztieferen Amateurbändern gearbeitet werden kann, kompensiert man den für diesen Betriebsfall am Fußpunkt vorhandenen kapazitiven Blindwiderstand durch eine induktive Reaktanz (Verlängerungsspule), so daß sich eine reelle Fußpunktimpedanz ergibt. Für frequenzhöhere Amateurbänder ist der Vertikalstrahler zu lang, d.h., er hat einen induktiven Blindwiderstand, den man durch einen gleichgroßen kapazitiven Blindwiderstand (Verkürzungskondensator) kompensieren muß.

Bild 19.40. gibt Näherungswerte für den Verlauf des Blindwiderstandes bei Vertikalstrahlern über idealer Erde in Abhängigkeit von der Strahlerlänge, die in Winkelgraden ausgedrückt wird ($1\lambda = 360°$). Es handelt sich in diesem Falle um grobe Richtwerte, wobei ein Schlankheitsgrad des Strahlers von 1000 angenommen ist. Für dickere Antennen (kleinerer Schlankheitsgrad) werden die Blindwiderstände kleiner, bei größeren

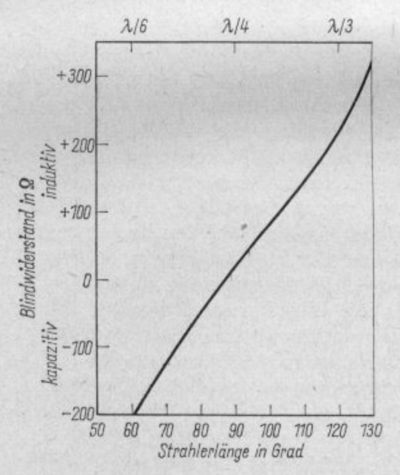


Bild 19.40. Näherungswerte für den Blindwiderstand von Vertikalstrahlern über idealer Erde in Abhängigkeit von der Strahlerlänge in ° ($1\lambda = 360°$, $\lambda/4 = 90°$)

Schlankheitsgraden steigen sie an. Das Diagramm läßt erkennen, daß der Nulldurchgang des Blindwiderstandes und damit die Viertelwellenresonanz bei einer Strahlerlänge von rund 87° auftritt (also nicht bei genau $90° = \lambda/4$). Das ist auf den Verkürzungsfaktor des Strahlers zurückzuführen, den der Schlankheitsgrad des Strahlers bestimmt. Bei Strahlerlängen $> 87°$ wird der Blindwiderstand induktiv (»zu lang«), im umgekehrten Fall kapazitiv (»zu kurz«).

Um eine verkürzte oder verlängerte Groundplane zur Viertelwellenresonanz zu bringen, ermittelt man zunächst aus Bild 19.40. den annähernden Blindwiderstand und bestimmt dann aus Bild 6.19. die Induktivität der Verlängerungsspule bzw. aus Bild 6.20. die Kapazität des Verkürzungskondensators in Abhängigkeit von der Frequenz. Da Bild 19.40. nur Richtwerte für den Blindwiderstand gibt, sollten sich Spulen bzw. Kondensatoren in ihren Werten verändern lassen.

Aus Bild 19.41. kann der Strahlungswiderstand eines Vertikalstrahlers über idealer Erde in Abhängigkeit von dessen Länge ermittelt werden. Bei einer Länge von $\lambda/4$ (= 90°) ist der für Viertelwellen-Groundplane-Antennen charakteristische Strahlungswiderstand von 36,6 Ω abzulesen; er steigt bei $\lambda/3$ (= 120°) auf 100 Ω an und fällt bei $\lambda/6$ (= 60°) auf etwa 13 Ω. Bei noch stärkerer Verkürzung (< 60°) – die z.B. bei Mobileantennen häufig vorkommt – wird der Strahlungswiderstand extrem klein, wie aus Bild 19.41. b hervorgeht.

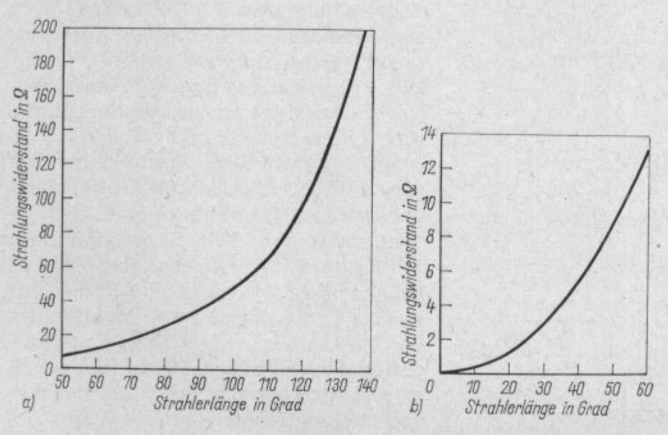


Bild 19.41. Der Strahlungswiderstand von Vertikalstrahlern über idealer Erde in Abhängigkeit von der Strahlerlänge in °; a – für Strahlerlängen zwischen 50° und 140°, b – für Strahlerlängen < 60°

Aus Gl. (19.6.) kann man erkennen, daß der Strahlereingangswiderstand R_E gleich der Summe aus dem Strahlungswiderstand R_S und dem Verlustwiderstand R_V ist. Zur Abstrahlung kommt jedoch nur die auf R_S entfallende Energie, während der Anteil von R_V in Verlustwärme umgesetzt wird. Für die Praxis bedeutet das, daß bei gleichem Verlustwiderstand R_V der Wirkungsgrad der Antenne um so schlechter ist, je kleiner der Strahlungswiderstand wird. Die Zusammenhänge sollen an einem einfachen Beispiel veranschaulicht werden.

Beispiel

Ein Vertikalstrahler über Erde wurde mit einer Länge von $30° = \lambda/12$ bemessen. Der dabei am Speisepunkt auftretende kapazitive Blindwiderstand ist durch eine Induktivität (Verlängerungsspule) kompensiert worden, so daß man die Eingangsimpedanz R_E als reell annehmen kann.

Nach Bild 19.41.b beträgt bei der Strahlerlänge von 30° der Strahlungswiderstand $R_S = 3\ \Omega$. Mit einer Impedanzmeßbrücke wird der Eingangswiderstand R_E mit $10\ \Omega$ festgestellt. Da nach Gl. (19.6.) $R_E = R_S + R_V$ ist, darf man annehmen, daß die Summe der Verlustwiderstände $R_V = 7\ \Omega$ beträgt ($R_V = R_E - R_S = 10 - 3 = 7$). Der Antennenwirkungsgrad η wird nach

$$\eta = \frac{R_S}{R_S + R_V} = \frac{R_S}{R_E} \qquad (19.11.)$$

errechnet.

Werden die Zahlen des Beispiels eingesetzt, erhält man

$$\eta = \frac{3}{10} = 0{,}3 \quad (= 30\%).$$

Wäre bei gleichem Verlustwiderstand R_V der Strahler 60° lang, ergäben sich für den Strahlungswiderstand R_S nach Bild 19.41.b $13\ \Omega$, und der Wirkungsgrad würde auf

$$\eta = \frac{13}{20} = 0{,}65 \quad (= 65\%)$$

ansteigen.

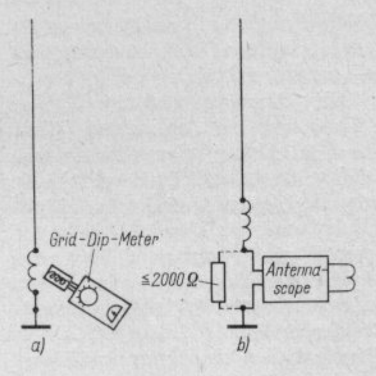


Bild 19.42. Messungen an elektrisch verlängerten Vertikalstrahlern; a – Messung der Resonanzfrequenz mit Grid-Dip-Meter, b – Messung der Fußpunktimpedanz mit Antennascope

Es soll angenommen werden, daß ein Vertikalstrahler für mehrere Amateurbänder durch umschaltbare Verlängerungsspulen bzw. Verkürzungskondensatoren zur Resonanz gebracht wurde, d.h., daß sein Eingangswiderstand R_E für jeden Betriebsfall reell ist. Mit einem Grid-Dip-Meter läßt sich dieser Zustand leicht kontrollieren. Wird das Grid-Dip-Meter nach Bild 19.42.a an die jeweils mit dem Strahler verbundene Verlängerungsspule angekoppelt, so muß es Resonanz innerhalb des betreffenden Amateurbandes anzeigen. Dabei soll das Spulenende mit dem Erdungsnetz verbunden werden, wie auch aus Bild 19.42.a hervorgeht.

Nun steht man vor der Aufgabe, den Eingangswiderstand R_E an den Wellenwiderstand Z des Speisekabels anzupassen. Dazu ist zunächst die Größe von R_E festzustellen, was am einfachsten mit der Hilfe einer Impedanzmeßbrücke (Antennascope s. Abschnitt 31.) geschieht. Berechnungen ergeben meist nur Näherungswerte, weil die Verlustwiderstände, die bekanntlich in den Eingangswiderstand mit eingehen, im allgemeinen nur abgeschätzt werden können. Das Antennascope wird nach Bild 19.42.b an Stelle des Speisekabels angeschlossen.

Die Brücke muß mit der jeweils festgestellten Resonanzfrequenz gespeist werden. Es kommt vor, daß sich als Folge von Streufeldern kein eindeutiges Brückennull finden läßt. Abhilfe schafft in den meisten Fällen die Parallelschaltung eines induktionsfreien Widerstandes $\leqq 2000\,\Omega$ (gestrichelt eingezeichnet), dessen Einfluß auf das Meßergebnis zu vernachlässigen ist. Weicht der gemessene Wert R_E nur geringfügig vom Wellenwiderstand Z des Speisekabels ab, so lohnt es nicht, zusätzliche Anpassungsmaßnahmen durchzuführen, und der Strahler kann für diesen Bereich direkt gespeist werden. In allen anderen Fällen ist es am einfachsten, die Anpassung mit einem Reaktanztransformator herzustellen.

Ein als Reaktanztransformator wirkendes L-Netzwerk zeigt Bild 19.43. Der größere der beiden Widerstände befindet sich dabei immer im parallelen Zweig und wird daher als R_{par} bezeichnet. Sinngemäß liegt der kleinere Widerstand R_{ser} im Serienweg. Das bedeutet: Hat der Fußpunktwiderstand R_E des Strahlers einen größeren Wert als der Wellenwiderstand Z des Speisekabels, so ist R_E gleich R_{par}, die Antenne muß deshalb an Punkt A angeschlossen werden, der Kabelinnenleiter liegt dann an Punkt B. Im umgekehrten Fall ($Z > R_E$) nimmt der Kabelwellenwiderstand Z die Stelle von R_{par} ein, und die Antenne wird an Punkt B angeschlossen ($R_E = R_{ser}$).

Nach dieser einleitenden Erklärung sollen nun die Werte des induktiven Widerstands X_{ser} und des kapazitiven Widerstandes X_{par} errechnet werden. Dazu wird zunächst die Betriebsgüte Q festgestellt:

$$Q = \sqrt{\frac{R_{par}}{R_{ser}} - 1}. \tag{19.12.}$$

Daraus ergibt sich der induktive Widerstand X_{ser} mit

$$X_{ser} = Q \cdot R_{ser} \tag{19.13.}$$

und der kapazitive Widerstand X_{par} aus

$$X_{par} = \frac{R_{par}}{Q}. \tag{19.14.}$$

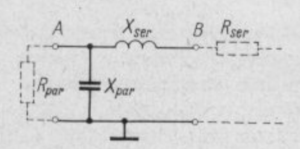


Bild 19.43. Der Reaktanztransformator ($R_{par} > R_{ser}$)

Beispiel

Der Fußpunktwiderstand R_E eines Vertikalstrahlers wurde mit $10\,\Omega$ gemessen, die Speisung soll über ein 50-Ω-Koaxialkabel erfolgen. $R_E < Z$, deshalb $R_E = R_{ser}$ und $Z = R_{par}$.

Die Antenne wird somit an Punkt B angeschlossen, das Speisekabel an Punkt A. Nach Gl. (19.12.) ist

$$Q = \sqrt{\frac{50}{10} - 1} = \sqrt{4} = 2.$$

Gemäß Gl. (19.13.) wird

$$X_{ser} = 2 \cdot 10 = 20\,\Omega$$

und nach Gl. (19.14.)

$$X_{par} = \frac{50}{2} = 25\,\Omega.$$

Nun könnte aus Bild 6.19. die für einen induktiven Blindwiderstand von $20\,\Omega$ erforderliche Induktivität in Abhängigkeit von der Frequenz entnommen werden und sinngemäß aus Bild 6.20. die dem kapazitiven Blindwiderstand von $25\,\Omega$ entsprechende Kapazität. Diese Diagramme reichen aber teilweise nicht aus, und man kommt fast ebenso schnell und mit größerer Genauigkeit unter Anwendung nachstehender Berechnungsformeln zum Ziel:

$$L = 0{,}159 \cdot \frac{X_{ser}}{f} \tag{19.15.}$$

und

$$C = \frac{159000}{X_{par} \cdot f}; \tag{19.16.}$$

L in μH, C in pF, f in MHz, X in Ω.

Die beschriebenen Reaktanztransformationen sind bei allen asymmetrischen Vertikalstrahlern anzuwenden und beschränken sich keineswegs auf umschaltbare Mehrbandantennen mit Verlängerungsspulen.

Für diese umschaltbaren Mehrbandvertikals lassen sich kaum »Kochbuchrezepte« geben, da viele variable Größen zu berücksichtigen wären. Es ist nicht schwierig, Vertikalstrahler in der beschriebenen Art für mehrere Amateurbänder anzupassen, wenn man über ein Grid-Dip-Meter, ein Antennascope und eventuell auch über ein Reflektometer verfügt (s. Abschn. 31. und Abschnitt 32.). Strahlerlängen zwischen 5 und 10 m, vorzugsweise 7 m sind üblich. Die mechanische Umschaltung der Anpassungsglieder am Strahlerfußpunkt ist unbequem und außerdem verlustbehaftet, so daß man im allgemeinen für den ortsfesten Betrieb andere Mehrband-Vertikals (z.B. nach Bild 19.38.) vorziehen sollte. Dagegen ist man beim Mobilebetrieb, bei dem im allgemeinen mit sehr stark verkürzten Vertikalstrahlern gearbeitet werden muß, auf Verlängerungsspulen in Verbindung mit L-Netzwerken angewiesen.

19.7. Die DDRR-Antenne

Völlig aus dem Rahmen der üblichen Strahlerausführungen fällt die DDRR-Antenne. Es handelt sich dabei um eine von *J. M. Boyer, W6UYH*, entwickelte neuartige Antennenform (engl.: DDRR = **D***irectional* **D***iscontinuity* **R***ing* **R***adiator*). Die DDRR-Antenne strahlt mit vertikaler Polarisation und hat dabei eine außerordentlich geringe Vertikalausdehnung. Bild 19.44. zeigt das Schema dieser Antenne. Über einer kreisförmigen Blechscheibe als Erdungsplatte (Groundplane) befindet sich im Abstand H von 0,007λ (entsprechend 2,5°) ein ringförmiger Antennenleiter, der an einem Punkt aufgetrennt ist, so daß ein Trennstellenabstand A entsteht. Einer der freien Leiterschenkel ist zur Erdungsscheibe abgebogen und mit dieser gut leitend verbunden (Punkt B). Der andere Schenkel endet im allgemeinen frei, wird aber in der vorliegenden Ausführung durch einen Drehkondensator C_1 zur Grundplatte hin abgeschlossen. Der optimale Ringdurchmesser D beträgt 0,078λ, das entspricht einem Ringumfang von knapp $\lambda/4$, wobei unter Berücksichtigung des Verkürzungsfaktors und der kapazitiven Endbelastung Viertelwellenresonanz auftritt.

Um für mehrere Frequenzen innerhalb eines Bandes genau auf Resonanz abstimmen zu können, wählt man gewöhnlich den Umfang des Ringes etwas geringer als erforderlich und führt die exakte Resonanzabstimmung jeweils mit dem Drehkondensator C_1 durch. Von diesem wird große Spannungsfestigkeit gefordert, denn er liegt am Spannungsmaximum.

Für die gezeigte Speisung über Koaxialkabel benutzt man eine Gamma-Anpassung. Dabei ist der Kabelaußenleiter mit der Erdungsplatte verbunden, und für den Innenleiter sucht man auf dem Ring den Punkt, dessen Impedanz gleich dem Wellenwiderstand des Koaxialkabels entspricht. Durch richtige Wahl des jeweiligen Anzapfpunktes kann jedes beliebige Koaxialkabel an den Strahler angepaßt werden.

Die DDRR-Antenne strahlt omnidirektional, das bedeutet, sie wirkt nach vielen Richtungen, ohne daß ausgeprägte Hauptstrahlrichtungen zu erkennen sind (Rundstrahler). Der vertikale Erhebungswinkel wird um so kleiner, je größer die Erdungsplatte im Verhältnis zum Ringdurchmesser

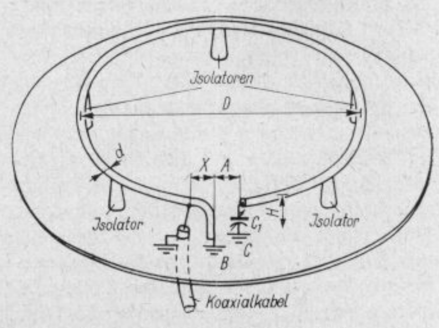


Bild 19.44. Das Schema der DDRR-Antenne

Tabelle 19.4. Bemessungsunterlagen für DDRR-Antennen nach Bild 19.44.

Amateurband	Abmessungen der Positionen nach Bild 19.44. in mm					
	D	H	A	d	X	C_1 in pF
80 m	5485	610	300	120	155	100
40 m	2745	305	150	60	80	75
20 m	1375	152	75	25	40	50
15 m	1015	114	50	12	30	35
10 m	685	76	50	10	15	25

ist. Mit der Vergrößerung der Erdungsfläche steigt auch der Wirkungsgrad. Einer Vergrößerung der Erdungsfläche entspricht auch der Anschluß möglichst vieler Radials, die von der Peripherie der Blechscheibe ausgehen und strahlenförmig nach außen geführt werden. Auf eine gut leitfähige Verbindung der Radials mit der Erdungsplatte ist zu achten.

Ein Zweibandbetrieb läßt sich ermöglichen, wobei jeweils das frequenztiefere Amateurband benutzt werden kann. Wenn z.B. eine DDRR-Antenne für das 10-m-Band optimal bemessen ist, kann man diese Antenne auch noch im 15-m-Band betreiben. Allerdings muß dann beim 15-m-Betrieb mit einem Abfall des Wirkungsgrades gerechnet werden.

In Tabelle 19.4. sind die Bemessungsunterlagen von DDRR-Antennen für alle Kurzwellenamateurbänder aufgeführt. Dabei werden keine Daten über den Durchmesser der Erdungsscheibe angegeben. Er sollte in jedem Fall mindestens etwas größer sein als der Durchmesser des Ringleiters.

Zum Abgleich der DDRR-Antenne wird vorerst die Speiseleitung entfernt. Mit einem Grid-Dip-Meter, das an die Biegung des geerdeten Leiterschenkels angekoppelt ist, mißt man zuerst die Resonanzfrequenz und korrigiert diese mit dem Drehkondensator C_1, bis sich die gewünschte Frequenz innerhalb des Amateurbandes einstellt. Nun erfolgt die Anpassung des Speisekabels. Die Antenne wird über das Speisekabel mit der vorher festgestellten Resonanzfrequenz erregt. Durch Verändern der Lage des Anschlußpunktes für den Kabelinnenleiter (Strecke X) sucht man den Punkt auf dem Antennenleiter, bei dem ein in die Speiseleitung eingeschleiftes Reflektometer die geringste Welligkeit anzeigt. Dort wird der Kabelinnenleiter stabil und gut leitend befestigt. Der Abgleich ist damit beendet; Frequenzänderungen innerhalb des Amateurbandes erfolgen dann nur noch durch Betätigen von C_1. Das Reflektometer sollte dauernd als Betriebsmeßgerät eingeschaltet bleiben, denn es dient gleichzeitig als Kontrollinstrument für die Resonanzeinstellung von C_1: Resonanz besteht dann, wenn die angezeigte Welligkeit am geringsten ist.

Selbstverständlich muß der Drehkondensator C_1 witterungsgeschützt in einem Kunststoffgehäuse untergebracht werden. Eine Fernbedienung von C_1 ist anzustreben. Es bieten sich einige Möglichkeiten an, z.B. einfache Schnurzüge mit Seilscheiben, elastische Wellen- und Drehfeldsysteme.

Zur Herstellung des ringförmigen Strahlers kann jedes gut leitfähige Metall verwendet werden. Im allgemeinen wird dünnwandiges Kupfer- oder Leichtmetallrohr bevorzugt. Vollmaterial und Profile sind ebenfalls brauchbar. Wenn das Biegen des Materials Schwierigkeiten bereitet, läßt sich der Ringleiter auch aus einzelnen geraden Leiterstücken zusammenlöten, so daß ein Polygon (Vieleck) entsteht. Für erste Versuche kann ein Stück möglichst dickes Koaxialkabel empfohlen werden, von dem nur der Außenleiter als Strahler verwendet wird. Wegen seiner Flexibilität läßt es sich gut in die gewünschte Ringform bringen. Der aus Kupferdrähten oder Kupferbändern geflochtene Außenleiter bringt aller-

dings etwas größere HF-Verluste als ein rohrförmiger Leiter.

Für Zweibandbetrieb – wobei die Antenne optimal für das höherfrequente Band ausgelegt werden muß – soll der Drehkondensator C_1 etwa die 5fache der in Tabelle 19.4. angegebenen Kapazität haben, damit sich auch im niederfrequenten Band noch Resonanz einstellen läßt. Ist nur Einbandbetrieb vorgesehen, kann man den Leiterdurchmesser d verringern. Dabei wird die Bandbreite der Antenne etwas eingeengt. Da man aber auch bei Frequenzwechsel innerhalb des Amateurbandes C_1 jeweils nachstimmen sollte, stellt die verringerte Bandbreite keinen spürbaren Nachteil dar. Für den Empfangsfall ist die große Resonanzschärfe sogar ein Vorzug, denn Spiegelfrequenzempfang und Kreuzmodulationsstörungen werden dadurch vermindert.

Die in Tabelle 19.4. angegebene Höhe H gibt den Minimumwert an. Dieser Wert kann vergrößert werden, wobei der Wirkungsgrad noch etwas ansteigt. Die aufgeführte Dimension X stellt nur einen Richtwert dar; die optimale Lage des Anschlußpunktes ist von der Höhe H, dem Leiterdurchmesser d, der Kabelimpedanz und der Erdleitfähigkeit bzw. der Größe der Erdungsscheibe abhängig. Sie läßt sich deshalb rechnerisch nicht exakt erfassen und muß – wie beschrieben – durch Versuch ermittelt werden. Experimentelle Untersuchungen haben ergeben, daß die DDRR-Antenne um rund 2,5 dB »schlechter« ist als eine Viertelwellen-Groundplane voller Länge. Wo günstige Vorbedingungen gegeben sind – z.B. größere Flachdächer – können DDRR-Antennen besonders für die niederfrequenten Amateurbänder oft eine nahezu ideale Lösung der Antennenprobleme darstellen. Auch beim Mobilbetrieb (Pkw) dürfte dieser Strahler, zumindest für das 10-m- und 15-m-Band, sehr günstig sein, denn die Erdungsscheibe ist bereits durch das Karosseriedach gegeben. Einen weiteren Vorzug für diesen Anwendungsfall bietet die sehr geringe Bauhöhe, dadurch erübrigt sich ein Abbau der Antenne vor Einfahrt in die Garage. Des weiteren können überhängende Äste oder sonstige Hindernisse die Antenne nicht gefährden. Das bei Vertikalstrahlern im Mobilebetrieb durch den Fahrtwind hervorgerufene Signalflattern tritt bei der DDRR-Antenne nicht auf, da sie genügend starr ist.

Von der Firma *Northorp International* wird die patentierte DDRR-Antenne in größerem Umfang für kommerzielle Zwekke eingesetzt. Es wurden bisher Ringdurchmesser bis zu 1500 m realisiert (Längstwellenantenne). Wegen ihrer Form wird die DDRR-Antenne auch als *Hula-Hoop-Antenne* oder einfach als *Ringantenne* bezeichnet.

Literatur zu Abschnitt 19.

Rohrbacher, H.-A.: Die Vertikalantenne, »DL-QTC«, Heft 4, 5, 6, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1964

Kachlicki, Z.: Eine Mehrband-Ground-Plane-Antenne, »Funkamateur« (1956), Heft 8, Seite 9

Seidman, A.: Antenna Roundup Vol. I., Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1963

Kneitel, T.: Antenna Roundup Vol. II, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1966

Boyer, J.M.: Hula-Hoop-Antennas: A Coming Trend?, electronics, Band 36 (1963), Heft 2, Seiten 44 bis 46

Hicks, C.E.: The DDRR Antenna, A New Approach To Compact Antenna Design, »CQ«, June, Seiten 28 bis 31, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1964.

Antenna Roundup, Vol. 2, Seiten 75 bis 78, Cowan Publishing Corp., Port Washington, N.Y. 1966

...: Eine Ringantenne geringer Vertikalausdehnung, Funk-Technik **19** (1964), Heft 3, Seite 80

Fiebranz, A.: Eine neuartige Ringantenne und ihre Anwendungsmöglichkeit, Funk-Technik **19** (1964), Heft 10, Seite 357

20. Die Auswahl einer geeigneten Kurzwellenantenne

Dem Neuling kann zum Nachbau einer der nachstehend genannten Antennen geraten werden, da es sich durchweg um erprobte, erschöpfend beschriebene und zeitgemäße Bauformen handelt, bei denen Aufwand und Leistungsfähigkeit in einem guten Verhältnis stehen.

Rundstrahler mit kleinem Erhebungswinkel und geringstem Platzbedarf für das 10-, 15-, 20- und 40-m-Band: Groundplane-Antennen (Kriterium: Erdverhältnisse, freie Antennenumgebung).

Allbandantennen mit wenig ausgeprägter Richtstrahlung und geringem Antennengewinn auf den DX-Bändern: *W3DZZ*-Allband-Drahtantenne, *T2FD*-Strahler (Kriterium: Abschlußwiderstand).

Richtstrahler mit geringem Aufwand bei hohem Antennengewinn. Als Breitseitenstrahler mit 2 Hauptstrahlrichtungen für das 10-, 15-, 20- und 40-m-Band: »Fauler Heinrich« (Kriterium: Aufbauhöhe).

Richtstrahler mit sehr großem Platzbedarf bei hohem Antennengewinn nach allen Richtungen; als Allbandantenne brauchbar: V-Stern.

Richtstrahler, drehbar mit hohem Antennengewinn für das 10-, 15- und 20-m-Band: *HB9CV*-Drehrichtstrahler, 3-Element-*Yagi*-Antenne, *Cubical Quad* (Swiss-Quad, Bird-Cage).

Für das 80-m-Band einen ausgesprochenen DX-Strahler zu nennen ist schwierig, denn zu einer solchen Antenne mit großem Gewinn werden Drahtlängen und Aufbauhöhen benötigt, die ein Kurzwellenamateur meistens nicht unterbringen kann. DX-Jäger des 80-m-Bandes arbeiten vorwiegend mit horizontalen Langdrähten; wer es sich leisten kann, verwendet V-Antennen. Der Amateur, der keinen größeren Aufwand treiben will und die entsprechende Aufbaumöglichkeit hat, findet im Halbwellendipol mit rund 40 m Spannweite einen guten Strahler.

In den meisten Fällen bevorzugt man jedoch Allbandformen wie die *W3DZZ*-Antenne, die im 80-m-Band »noch gehen«, aber gleichzeitig auch für die anderen Bänder gut verwendbar sind.

20.1. Die beste Antenne für den DX-Jäger

Eine Umfrage bei den »DX-Königen« der Welt über die nach ihrer Meinung wirkungsvollsten Antennensysteme ergab mit bemerkenswerter Übereinstimmung folgende Ergebnisse (nach *QST*, Januar 1964):

- Der beste DX-Strahler ist die Cubical-Quad-Antenne.
- Die drehbare Einband-*Yagi*-Antenne mit 3 Elementen ist bei den DX-Experten am stärksten verbreitet.
- Maximale DX-Ergebnisse erzielt man nur mit drehbaren Antennen.
- Starre Antennenanordnungen, einschließlich der Vertikalstrahler, werden als relativ dürftig beurteilt.
- Die Aufbauhöhe ist wichtiger als der Antennentyp.
- Eine günstige Lage (z. B. sehr gute Erdbodenleitfähigkeit, günstige topographische Verhältnisse) kann die Nachteile unzureichender Antennen weitgehend ausgleichen.

Es wird also eindeutig das *Quad* als »Königin« der DX-Antennen herausgestellt.

Diese Erkenntnis deckt sich auch mit den Ergebnissen der Praxis, da immer wieder festgestellt wird, daß das *Quad* im Verkehr über sehr große Entfernungen den *Yagis* überlegen ist. Das läßt sich damit begründen, daß die Quad-Antenne ein in der Vertikalebene gestocktes System darstellt. Ihr vertikaler Erhebungswinkel ist deshalb flacher als der einer vom Gewinn her vergleichbaren Einebenen-*Yagi*-Antenne. Wie bereits dargelegt, benötigt ein flach abgestrahlter Wellenzug zur Überbrückung großer Entfernungen weniger Sprünge (Reflexionen an der F_2-Schicht) als eine steiler abgestrahlte Welle. Ein flacher Strahl muß demnach die dämpfenden unteren Schichten der Ionosphäre weniger oft durchqueren und erscheint am weit entfernten Empfangsort mit größerer Intensität als eine mehrfach reflektierte und dadurch geschwächte Strahlung.

Wenn in der Umfrage Höhe und Standort der Antenne als in erster Linie entscheidend für die gute Wirksamkeit im DX-Verkehr herausgestellt wurden, so ist auch das mit der Forderung nach einem möglichst kleinen Erhebungswinkel in der Vertikalebene zu erklären. Wie aus Bild 3.12. hervorgeht, ergeben Höhen von $^1/_4\lambda$ und deren ungeradzahlige Vielfache ($^3/_4\lambda$, $^5/_4\lambda$ usw.) bei horiozontal polarisierten Systemen einen großen Anteil steil nach oben gerichteter Strahlung, während Höhen von $^1/_2\lambda$ und deren Vielfache (1λ, $1{,}5\lambda$ usw.) die erwünschte Flachstrahlung gewährleisten. Diese Angaben beziehen sich jedoch auf ideale Erdverhältnisse, die der Amateur kaum vorfinden wird. Je nach Erdbodenleitfähigkeit liegt die imaginäre Erde höher oder tiefer unter der Erdoberfläche. Die in Bezug auf die Wellenlänge wirksame Höhe der Antenne ist in Abhängigkeit von der Bodenleitfähigkeit größer als die geometrische Höhe über der Erdoberfläche. Bei schlechten Erdverhältnissen kann sich die imaginäre Erde bis zu mehreren Metern unter der Erdoberfläche befinden. Die dazwischenliegenden Bodenschichten geringer Leitfähigkeit wirken dann wie ein verlustbehaftetes Dielektrikum, das einen mehr oder weniger großen Strahlungsanteil in Verlustwärme umsetzt. Solche ungünstigen Standorte können nur durch ein möglichst weiträumiges Erdungsnetz auf oder etwas unter der Erdoberfläche verbessert werden, wie das z.B. auch bei Rundfunksendern die Regel ist.

20.2. Die Aussagekraft von Gewinnangaben

Der Antennengewinn stellt einen theoretischen Wert dar, der sich auf einen Vergleichsstrahler bezieht und lediglich darüber Auskunft gibt, in welchem Verhältnis die Strahlungsintensität der gekennzeichneten Antenne in ihrer Hauptstrahlrichtung – bezogen auf die des Vergleichsstrahlers – wächst. Die Gewinnangabe ist oft unvollständig, denn es wird in vielen Fällen nicht die Bezugsantenne gekennzeichnet. Als Bezugsstrahler dient gewöhnlich der Halbwellendipol, aber auch der Kurzdipol und der Kugelstrahler werden verwendet (s. Abschn. 3.2.3.2.). Je nach Bezugsantenne können deshalb bereits die Gewinnangaben bis zu 2,15 dB differieren. Wenn beispielsweise namhafte ausländische Antennenhersteller den Gewinn ihrer 3-Element-*Yagi*-Antennen mit 9 dB angeben, darf man damit rechnen, daß dieser Gewinn auf den eines Kugelstrahlers bezogen ist. Wird er – wie üblich – auf einen Halbwellendipol bezogen, ergibt sich für die gleiche Antenne ein Gewinn von 6,85 dB. Das ist ein Wert, der dem mit einer 3-Element-*Yagi*-Antenne erzielbaren Gewinnmaximum sehr nahekommt.

Fehlerbehaftet sind oft auch die Meßverfahren, mit denen der Gewinn der Musterantenne ermittelt wird. Diese Feststellung gilt insbesondere für amateurmäßige Messungen im Kurzwellenbereich; denn der für eine einwandfreie Gewinnermittlung erforderliche Aufwand übersteigt die Möglichkeiten eines Funkamateurs erheblich. Da sich exakte Methoden nicht anwenden lassen, stützen sich die Gewinnaussagen von Amateuren vorwiegend auf Vergleichs-

ergebnisse, die im praktischen Betrieb erzielt wurden. Die dabei auftretenden Fehlermöglichkeiten sind sehr groß.

Aus der Sicht des Amateurpraktikers betrachtet, haben weder die exakten Gewinnangaben der Industrie noch die mehr oder weniger »gefühlsgeeichten» Gewinnergebnisse der Amateure eine besondere Aussagekraft, wenn es sich um die Beurteilung von Kurzwellenantennen handelt. Industriemessungen entstehen unter bestimmten, dem Ideal nahekommenden Umgebungsverhältnissen, wie sie der Amateur niemals vorfindet; Amateurmessungen haben nur für bestimmte, nicht reproduzierbare Aufbauverhältnisse und den zum Zeitpunkt der Messung bestehenden Zustand der Ionosphäre Gültigkeit. Bei der Beurteilung der praktischen Brauchbarkeit einer Kurzwellenantenne sollte deshalb die Höhe des angegebenen Antennengewinns keine ausschlaggebende Rolle spielen.

21. Antennen für Ultrakurzwellen

Eine UKW-Antenne ist für den Funkamateur im engeren Sinne ein Strahler für das 2-m-Amateurband (144 bis 146 MHz). Dieses beliebte Amateurband liegt frequenzmäßig zwischen dem Bereich des UKW-Rundfunks und dem des Fernsehbandes III, man findet deshalb in den genannten Bereichen vorwiegend die gleichen Antennenformen, die sich lediglich durch ihre physikalischen Abmessungen voneinander unterscheiden. Nach dem Modellgesetz ist es zulässig, beispielsweise eine Fernsehantenne für den Einsatz im 2-m-Band frequenzbezogen umzurechnen, wobei sich lediglich deren Resonanzfrequenz ändert, alle anderen elektrischen Eigenschaften aber erhalten bleiben. Somit wird der 2-m-Amateur zum unmittelbaren Nutznießer der vielfältigen industriellen Entwicklungen auf dem Sektor der Fernsehantennen. Darüber hinaus lassen sich auch die meisten Montageteile, wie Kabelanschlußdosen, Elementhalter, Rohrschellen usw., die die Industrie in robuster und witterungsbeständiger Ausführung herstellt, beim Bau von Amateurantennen nutzbringend einsetzen.

Allerdings unterscheiden sich die elektrischen Eigenschaften, die man von einer Fernsehantenne verlangt, in einigen Punkten von den Forderungen, die an eine 2-m-Amateurantenne gestellt werden. Fernsehantennen konstruiert man so, daß sie möglichst große Bandbreite und einen Fußpunktwiderstand von 240 Ω haben. Bei scharfer Bündelung in der Horizontalebene (*E*-Ebene) soll die Strahlungscharakteristik frei von Nebenzipfeln und die Rückdämpfung möglichst groß sein. Bei einer 2-m-Antenne ist dagegen die Bandbreite von untergeordneter Bedeutung, denn der Frequenzumfang des 2-m-Bandes beträgt nur 2 MHz und kann immer ohne besondere Maßnahmen erreicht werden. Auch hinsichtlich des Fußpunktwiderstandes ist der Amateur nicht an den genormten Nennwert von 240 Ω gebunden. Nebenzipfel im Strahlungsdiagramm und geringe Rückdämpfung sind aus betriebstechnischen Gründen im allgemeinen nicht störend. Für die praktischen Belange des Amateurfunkverkehrs ist es günstiger, wenn der Gewinn einer horizontalen 2-m-Antenne vorwiegend durch Bündelung in der Vertikalebene erzielt wird.

21.1. Die Polarisation der UKW-Antennen

Im Kurzwellenbereich ist die Polarisation der Amateurantenne von untergeordneter Bedeutung, da als Folge der unregelmäßigen Reflexionen an der Ionosphäre die ursprüngliche Polarisation nur selten erhalten bleibt. Anders liegen die Verhältnisse bei den Ultrakurzwellen. Diese werden von der Ionosphäre nicht reflektiert und breiten sich im allgemeinen geradlinig aus. Polarisationsänderungen im Ausbreitungsweg sind sehr selten. Deshalb müssen Sendeantenne und Empfangsantenne gleiche Polarisation haben.

Am stärksten verbreitet ist die horizontale Polarisation (waagrechte Strahler). Nahezu alle UKW-Amateurfunkstationen, der UKW-Rundfunk (Band II) und der größte Teil der Fernsehsender im Band III und Band IV/V strahlen horizontal polarisiert. Wenige Fernsehsender im Band I, fast

alle fahrbaren UKW-Funkstationen (Polizeifunk usw.) und vereinzelte Amateurfunkstationen im Ortsverkehr verwenden vertikal polarisierte Antennen. Die elliptische bzw. zirkulare Polarisation ist vorwiegend für die Radioastronomie von Bedeutung.

Die nachfolgend beschriebenen UKW-Antennen werden horizontal polarisiert dargestellt, die Elemente sind demnach waagrecht angeordnet. Diese Antennen lassen sich auch vertikal polarisieren, indem man sie so dreht, daß die Elemente eine senkrechte Lage einnehmen. In diesem Fall ist allerdings die Reinheit der Strahlungsdiagramme gewöhnlich nicht mehr voll gewährleistet, denn die ebenfalls senkrecht stehenden metallischen Trägermaste wirken sich störend aus. Vertikal polarisierte UKW-Antennen werden deshalb meist an waagrechten Mastauslegern befestigt. Die unterschiedliche Entfernung der beiden Dipolhälften vom Erdboden beeinflußt außerdem bei geringen Aufbauhöhen das *H*-Diagramm der Richtcharakteristik in unerwünschter Weise.

21.2. Hinweise für den Aufbau und Einsatz von UKW-Antennen

Bezüglich der Aufbauhöhe gilt auch für UKW-Antennen die Forderung »möglichst hoch«. Da sich die Höhe einer Antenne immer auf die Betriebswellenlänge bezieht, ist diese Empfehlung bei UKW-Antennen leicht zu verwirklichen. Eine 2-m-Antenne, deren Abstand vom Erdboden z.B. 10 m beträgt, hat bereits eine Aufbauhöhe von 5λ. Sollte einer Kurzwellenantenne für das 20-m-Band die gleiche $5\text{-}\lambda$-Höhe gegeben werden, so müßte der Strahler 100 m über dem Erdboden montiert werden!

Eine gute UKW-Antenne soll die nächstliegenden Hindernisse (Gebäude, Freileitungen usw.) um etwa 2 bis 3λ überragen. Aus wirtschaftlichen Gründen ist es aber wenig sinnvoll, übermäßig hohe Antennenmaste zu errichten. Durch diese Maßnahme würde sich hauptsächlich die Bodenwellenreichweite geringfügig vergrößern, ein Einfluß auf die Ausbreitung über Inversionsschichten wäre aber kaum festzustellen. Schon bei einer Aufbauhöhe von etwa 2λ über dem Erdboden bzw. dem Hausdach kann damit gerechnet werden, daß die Strahlungscharakteristik einer Horizontalantenne den Idealdiagrammen weitestgehend entspricht. Bei einer UKW-Antenne sind unter dieser Voraussetzung die propagierten Kenndaten auch für den praktischen Betrieb durchaus zutreffend. Ebenso wie in den Fernsehbereichen herrschen auch im 2-m-Band längsstrahlende Antennenstrukturen in der Form von Einebenen-*Yagi*-Antennen vor. Ihre Vorzüge liegen vor allem in der unkomplizierten Herstellung und dem geringen Materialaufwand. Daneben behaupten sich auch noch die Gruppenantennen, man nennt sie teilweise auch Phasenantennen, die einen etwas größeren Materialaufwand erfordern und in der mechanischen Herstellung schwieriger sind. Dafür ist ihre physikalische Bemessung nicht sehr kritisch, sie haben eine große Bandbreite und kommen mit ihrer Strahlungscharakteristik den Belangen des praktischen Amateurfunkbetriebes besonders entgegen. Ebenso beliebt sind vertikal gestockte, horizontal polarisierte *Yagi*-Antennen. Bei mechanisch vereinfachtem Aufbau wird ein zusätzlicher Gewinn durch Bündelung in der *H*-Ebene erreicht; gestockte *Yagis* haben deshalb ähnliche Strahlungseigenschaften wie Gruppenantennen. Eine ganze Reihe von Sonderformen der UKW-Antennen bieten dem experimentierfreudigen Amateur ein reiches Betätigungsfeld. Allgemeine Bedeutung konnten Sonderbauformen im 2-m-Amateurbetrieb bisher jedoch noch nicht erlangen.

21.3. Die zweckmäßige Auswahl einer UKW-Antenne

»Vom Einfachen zum Komplizierten« sollte bei der Auswahl einer 2-m-Antenne Leitsatz für den UKW-Neuling sein. Die Mög-

lichkeit, mit verhältnismäßig einfachen Mitteln sehr leistungsfähige UKW-Antennen mit vielen Elementen aufbauen zu können, verleitet häufig dazu, scharfbündelnde Strahlersysteme mit großem Antennengewinn herzustellen, die sich dann im Funkbetrieb als unpraktisch und unwirtschaftlich erweisen.

Die Betriebsverhältnisse im 2-m-Band unterscheiden sich sehr wesentlich von denen der Kurzwellenbereiche. Während auf Kurzwellen praktisch zu jeder Zeit ein Überangebot an Stationen vorhanden ist, findet man im 2-m-Band nur zu bestimmten Tageszeiten einen oder mehrere Partner, wobei die Reichweiten bei günstiger topographischer Lage auf 100 bis 200 km begrenzt sind. Nur zu Zeiten troposphärisch bedingter Überreichweiten und bei Funkwettbewerben *(Contest)* vergrößert sich das Stationsangebot. Die nächstliegenden 2-m-Funkpartner lassen sich im allgemeinen bereits mit sehr einfachen Antennen erreichen. Horizontal stark bündelnde Antennen sind in diesem Fall unbequem, weil beim Verkehr in den beliebten »2-m-Runden« die Antenne jeweils in die Richtung des sendenden Partners gedreht werden muß, was bei Strahlern mit großem horizontalem Öffnungswinkel meist nicht erforderlich ist. Freudige Überraschungen sind für den UKW-Amateur Verbindungen mit Stationen, die bisher noch nicht »gearbeitet« wurden. Verwendet er zur Stationsjagd eine Hochleistungsantenne mit sehr kleinem horizontalen Öffnungswinkel, ist die Wahrscheinlichkeit, eine neue Station zu erreichen, gering, denn die Himmelsrichtung ihres Standortes dürfte vorher meist nicht bekannt sein. Wollte man systematisch vorgehen, müßte, entsprechend dem horizontalen Öffnungswinkel, mit vielleicht 10 verschiedenen Antennenstellungen ein »allgemeiner Anruf« durchgeführt werden, wobei nach jedem Anruf das ganze 2-m-Band nach Antwortrufen abzusuchen ist. Der Kenner des 2-m-Bandes weiß, wieviel Mühe und Zeit ein solches Vorgehen kostet. Verwendet der mögliche Partner ebenfalls eine Antenne mit kleinem horizontalem Öffnungswinkel, wird die Wahrscheinlichkeit des »Zusammentreffens« noch geringer. Schneller und sicherer lassen sich solche Neuverbindungen bei der Verwendung von Strahlern mit großem horizontalem Öffnungswinkel herstellen; denn mit ihnen wird ein großer Sektor der Windrose bestrichen. Einen erwünschten Gewinnzuwachs erreicht man zweckmäßig durch vertikale Stockung einfacher Systeme, wobei der vertikale Öffnungswinkel kleiner wird, die horizontale Strahlbreite eines Einzelsystems aber voll erhalten bleibt.

Diese Feststellungen haben auch für die beliebten Contests um so mehr Gültigkeit, als das häufige Antennendrehen einen beachtlichen Zeitverlust darstellt und die Wahrscheinlichkeit, rufende Stationen zu »überdrehen«, ansteigt. Die Wettbewerbsergebnisse zeigen eindeutig, daß die Erfolgsaussichten von Stationen mit horizontal scharf bündelnden Antennen gering sind, sofern diese nicht einen besonders exponierten Standort oder ein seltenes Rufzeichen haben.

Ein kleiner horizontaler Öffnungswinkel bringt somit im üblichen Amateurfunkbetrieb des 2-m-Bandes mehr Nachteile als Vorteile, er tritt aber zwangsläufig auf, wenn mit Einebenen-*Yagi*-Systemen (vorzugsweise Lang-*Yagi*-Antennen) große Antennengewinne erzielt werden sollen. Aus dieser Feststellung resultiert auch die Tatsache, daß die Gruppenantenne einer *Yagi*-Antenne gleichen Gewinnes in der Betriebspraxis überlegen ist, denn der Gewinn einer Gruppenantenne entsteht vorwiegend durch Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels bei relativ großer horizontaler Strahlbreite, während der Gewinn von *Yagi*-Antennen als Folge eines kleinen horizontalen Öffnungswinkels auftritt.

In Auswertung vorstehender Darlegungen können für den praktischen Einsatz von 2-m-Antennen folgende Empfehlungen gegeben werden:

- Für mittlere Ansprüche sind übliche *Yagi*-Antennen mit 3 bis maximal 6 Elementen am wirtschaftlichsten. Größere

Yagi-Systeme bringen höhere Antennengewinne, sie erschweren aber die Betriebsdurchführung wegen ihres kleinen horizontalen Öffnungswinkels.

- Höhere Ansprüche bezüglich des Antennengewinns erfüllen vertikal mehrfach gestockte, einfache *Yagi*-Systeme, deren relativ großer horizontaler Öffnungswinkel noch eine flüssige Betriebsabwicklung zuläßt.
- Für die Stationsjagd, den Contestbetrieb und für Überreichweitenverbindungen sind Gruppenantennen besonders zu empfehlen.
- Hochleistungs-*Yagi*-Antennen (Lang-*Yagis*) werden für bestimmte Sonderanwendungen am wirtschaftlichsten eingesetzt, z.B. für Meteorscatterversuche und gezielte Weitverbindungen.

Es muß in diesem Zusammenhang daran erinnert werden, daß zu einem leistungsstarken 2-m-Sender auch ein empfindlicher, rauscharmer Empfänger gehört und umgekehrt. Besteht dieses »Leistungsgleichgewicht«, so müssen Stationen, die man hört, auch sendemäßig zu erreichen sein. Ist das nicht der Fall, sollte man den Wirkungsgrad der Sender-Endstufe und insbesondere die Energieauskopplung zur Speiseleitung untersuchen, denn hier sind erfahrungsgemäß die häufigsten Fehlerquellen zu suchen (s. Abschn. 8.1.1.2.).

22. Längsstrahler für das 2-m-Band

Aus Halbwellendipolen aufgebaute Antennensysteme, deren Hauptstrahlung aus der größten Längsausdehnung der Struktur erfolgt, nennt man Längsstrahler. Sinngemäß bezeichnet man als Querstrahler solche Antennentypen, die vorwiegend quer zu ihrer Breitseite strahlen. Tpyische Vertreter der Längsstrahler sind die bekannten *Yagi*-Antennen, während alle Dipolzeilen, Dipolspalten und daraus gebildete Gruppenantennen zu den Querstrahlern zählen.

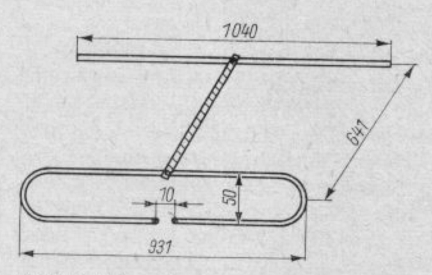


Bild 22.1. Schema der 2-Element-Antenne für 2 m

22.1. Richtantennen mit 2 Elementen

Aus Halbwellendipolen aufgebaute 2-Element-Antennen, deren Elemente in der gleichen horizontalen Ebene liegen, kann man als Grenzfälle zwischen Längsstrahlern und Querstrahlern betrachten. Da ihre folgerichtige Erweiterung zu den *Yagi*-Antennen führt, werden sie im Rahmen der Längsstrahler besprochen. 2-Element-Antennen bestehen im UKW-Bereich im allgemeinen aus einem gespeisten Halbwellendipol mit einem parasitären Reflektor. Der mit einer solchen Anordnung erreichbare Antennengewinn liegt in der Größenordnung von 4 dB, bezogen auf einen Halbwellendipol (s. Bild 16.1.).

22.1.1. Die 2-Element-Antenne mit parasitärem Reflektor

Bild 22.1. zeigt das Schema einer 2-Element-Antenne in Ganzmetallbauweise. Das gespeiste Element stellt einen Schleifendipol dar, der Reflektorabstand ist mit rund $0{,}3\lambda$ so gewählt, daß der Speisepunktwiderstand annähernd 240 Ω beträgt. Die Antenne kann deshalb mit einer handelsüblichen UKW-Bandleitung direkt gespeist werden. Bei allen Antennen mit einem Fußpunktwiderstand von 240 Ω symmetrisch ist Speisung über ein 60-Ω-Koaxialkabel möglich, wenn eine Halbwellenumwegleitung *(Balun)* an den Antennenspeisepunkt angeschlossen wird (s. Abschn. 7.5.). Obwohl es sich bei der Umwegleitung um ein frequenzabhängiges Glied handelt, braucht man für den Frequenzumfang des 2-m-Bandes keine Einengung der Bandbreite zu befürchten.

Bei den in Bild 22.1. eingetragenen Abmessungen für den 2-m-Betrieb kann der Elementdurchmesser zwischen 5 und 10 mm betragen, er ist nicht kritisch. Die Strahlungscharakteristik zeigt einen horizontalen Öffnungswinkel (*E*-Ebene) von rund 75°, während der vertikale Öffnungswinkel (*H*-Ebene) etwa 140° beträgt. Es ist mit einem Gewinn von knapp 4 dB und einer durchschnittlichen Rückdämpfung von 7 dB zu rechnen.

Der Elementeträger besteht aus Metall, auf ihm können die beiden Elemente in ihrer geometrischen Mitte direkt befestigt werden (Ganzmetallbauweise).

22.1.2. Die *HB9CV*-Antenne für das 2-m-Band

Ebenfalls mit nur 2 Elementen arbeitet die *HB9CV*-Antenne. Sie hat einen gespeisten Reflektor im Abstand von $^1/_8\lambda$. Somit ist die Längsausdehnung dieses Strahlers mit rund 250 mm sehr gering, er eignet sich deshalb besonders für den Portable- und Mobilebetrieb. Die Theorie dieser Antenne wird in Abschnitt 14.2.2. ausführlicher erläutert.

Bild 22.2. stellt das Schema des *HB9CV*-Strahlers für den 2-m-Betrieb dar. Mit den angegebenen Abmessungen kann er direkt über ein 60-Ω-Koaxialkabel gespeist werden, dessen Innenleiter an den Punkt X_1 angeschlossen wird, während der Kabelaußenleiter am Punkt X_2 mit dem metallischen Antennenträger verbunden ist (siehe Bild 22.2. b). Der mit dem Kabelinnenleiter in Reihe liegende Trimmer (6 ··· 30 pF) erlaubt es, die durch die Gamma-Glieder eingebrachten induktiven Blindanteile zu kompensieren. Der Trimmer wird einmalig für geringste Kabelwelligkeit (Reflektometer) eingestellt. Er läßt sich dann durch einen Festkondensator des gleichen Kapazitätswertes ersetzen (Richtwert um 12 pF).

Die beiden Gamma-Glieder und ihre Verbindungsleitung bestehen aus einem durchgehenden 2-mm-Draht, der auch isoliert sein kann. Auf einem gleichmäßigen lichten Abstand von 4 mm zwischen der Phasenleitung und den Elementen bzw. dem Elementeträger ist zu achten. Der Elementdurchmesser beträgt 6 mm ±20%.

Das Strahlungsdiagramm in der *E*-Ebene hat die Form einer Kardioide (Herzkurve) mit einem Öffnungswinkel von rund 75°. Daher weist diese Antenne eine besonders große Rückdämpfung auf, die sie für Minimumpeilungen geeignet erscheinen läßt (Fuchsjagd!). Es kann mit einem Antennengewinn von etwa 5 dB gerechnet werden. Wie praktische Vergleiche im Mobilebetrieb gezeigt haben, ist die *HB9CV*-Antenne bei geringerem Raum- und Materialbedarf einer 3-Element-*Yagi* überlegen.

Bild 22.2. Die *HB9CV*-Antenne für 2 m;
a – Aufbauschema,
b – Teilzeichnung Speisepunkt

22.2. Kurze *Yagi*-Antennen

Yagi-Antennen wurden bereits als Kurzwellendrehrichtstrahler in Abschnitt 16. besprochen. Die Aussagen, einschließlich der gegebenen Hinweise über den Aufbau und das zu verwendende Material, haben sinngemäß auch für die UKW-Ausführungen Gültigkeit. Der Gewinn einer *Yagi*-Antenne hängt von den Abmessungen der Parameter Elementlänge, Elementdurchmesser und Elementabstände ab. Auch alle anderen kennzeichnenden Eigenschaften, wie Speisepunktwiderstand, Bandbreite und Strahlungscharakteristik, werden von diesen Parametern bestimmt. Bereits bei 3 Elementen gibt es eine Vielzahl von Variationsmöglichkeiten der Elementabstände und der Elementlängen, wobei jede neue Einstellung die Antennenkennwerte verändert. Mit steigender Elementezahl vervielfachen sich

die Variationsmöglichkeiten und werden unüberschaubar. Es ist bis heute noch nicht gelungen, die Dimensionierung größerer *Yagi*-Antennen rechnerisch exakt zu erfassen. Umfangreiche experimentelle Untersuchungen haben jedoch einige frühere Ansichten über *Yagi*-Antennen widerlegt. Man ist z. B. gegenwärtig in der Lage, auch umfangreichere *Yagi*-Systeme zu bauen, die nicht nur einen hohen Gewinn, sondern auch verhältnismäßig große Bandbreite und einen Fußpunktwiderstand von nahe 60 Ω aufweisen, wenn als gespeistes Element ein gestreckter Halbwellendipol verwendet wird.

Es gibt einige allgemeingültige Regeln, mit denen sich die Dimensionierungsbereiche der Elementabstände und Elementlängen etwas eingrenzen lassen und aus denen man annähernd erkennen kann, in welcher Richtung sich die Antennendaten abhängig von der Einstellung der Abstände und Längen verändern.

Mit Annäherung kann man sagen, daß der Reflektor etwa 5% länger als das gespeiste Element sein soll. Diese Reflektorlänge hängt jedoch vom Abstand des Reflektors zum gespeisten Element ab, wobei auch noch der Schlankheitsgrad des Elementes zu berücksichtigen ist. Allgemein gilt, daß bei kleinen Reflektorabständen die Länge des Reflektors größer sein muß als bei großen Abständen, wenn man optimalen Gewinn erreichen will. Günstig bezüglich des Gewinnes sind Reflektorabstände von 0,12 bis 0,15λ. Da in diesem Falle aber der Fußpunktwiderstand des gespeisten Elementes stark absinkt und damit gleichzeitig auch die Bandbreite geringer wird, ist es günstiger, größere Reflektorabstände zu wählen (0,20 bis 0,30λ). Bei einem Reflektorabstand von 0,25λ bleibt der Fußpunktwiderstand nahezu unbeeinflußt. Durch den Einsatz mehrerer abgestimmter Reflektoren wird kein merkbar höherer Gewinn erzielt.

Mehrere Direktoren in geeigneten gegenseitigen Abständen vergrößern die Vorwärtsstrahlung und damit den Gewinn. Ist nur ein Direktor vorhanden (3-Element-*Yagi*-Antenne) und der Reflektorabstand beträgt 0,25λ, so erhält man den Maximalgewinn bei Direktorabständen zwischen 0,15 und 0,25λ, vorausgesetzt, daß die optimale Länge des Direktors eingestellt wird. Diese liegt dabei etwa zwischen 0,43 und 0,46λ. Auch in diesem Fall gilt: Dem kleineren Direktorabstand (0,15λ) ordnet man die größere Direktorlänge (etwa 0,46λ) zu und umgekehrt. Verwendet man mehrere Direktoren, dann wird ihre Länge im allgemeinen so gestaffelt, daß der dem gespeisten Element nächstliegende Direktor am längsten ist, die folgenden Direktoren sind kontinuierlich verkürzt. In Abweichung davon findet man auch *Yagi*-Antennen, bei denen alle Direktoren die gleiche Länge haben. Alle Längen- und Abstandsänderungen der Parasitärelemente wirken sich darüber hinaus auf die Resonanzlänge des gespeisten Elementes aus.

Es ist üblich, *Yagi*-Antennen in Ganzmetallausführung aufzubauen. Das bedeutet, daß sämtliche Antennenelemente in ihrer geometrischen Mitte (Spannungsminimum) ohne Isolation direkt und leitend auf dem metallischen Antennenträger befestigt werden. Diese Bauart bringt elektrisch keine Nachteile, hat aber mechanisch und hinsichtlich des Blitzschutzes einige Vorzüge.

Der Durchmesser des Antennenträgers beeinflußt etwas die Resonanzlängen der Elemente, in den nachfolgenden Beschreibungen wird jeweils ein Trägerdurchmesser zwischen 15 und 30 mm angenommen, sofern nicht anders angegeben. Allgemein gilt, daß bei dicken Antennenträgern die Elemente etwas verlängert werden müssen, während man sie bei dünneren Elementeträgern verkürzen muß. Material und Profil des »Boom« (Elementeträger) sind von untergeordneter Bedeutung, seine Auswahl wird in erster Linie von mechanischen Gesichtspunkten bestimmt. Für Provisorien lassen sich auch imprägnierte Holzträger verwenden, gut eignen sich auch Profilträger oder Rohre aus Kunststoff.

Bei horizontal polarisierten *Yagis* wird der Boom in seinem Schwerpunkt direkt am senkrechten Tragemast befestigt. Längere *Yagi*-Strukturen sollten nach industriellem

Vorbild über einen Unterzug zusätzlich abgestützt werden. Dagegen muß man vertikal polarisierte *Yagis* an einen Ausleger vom senkrechten Tragemast abgesetzt montieren.

Zur Herstellung der Elemente sind Metallrohre oder Vollmaterial zu verwenden; das übliche Rundprofil muß man nicht unbedingt benutzen. Da sich die Hochfrequenz nur auf der Leiteroberfläche fortpflanzen kann (Skin-Effekt), ist es elektrisch betrachtet völlig gleichgültig, ob man Rohr oder Vollmaterial einsetzt. Das beste Leitermaterial stellt Reinaluminium dar, denn es ist leicht und hat eine sehr gute Leitfähigkeit. Außerdem überzieht es sich unter dem Einfluß der Witterung mit einer dünnen, hochisolierenden Oxidschicht, die das Element vor weiterer Korrosion zuverlässig schützt und die Oberflächenleitfähigkeit nicht beeinträchtigt. Dieser »Oxidpanzer« wird von der Industrie oft künstlich durch Eloxieren oder mit Hilfe anderer Verfahren hergestellt.

Legierungen aus Leichtmetall neigen teilweise zu Ausblühungen, sie sollten deshalb einen Oberflächenschutz erhalten. Kupferrohre müssen durch einen Lacküberzug oder durch Versilbern unbedingt vor Verwitterung geschützt werden, da sich andernfalls eine Oxidschicht mit Halbleitereigenschaften bildet, die die Oberflächenleitfähigkeit für Hochfrequenz herabsetzt. Bedingt geeignet sind Messing und Stahl, wenn man sie durch einen dauerhaften Lacküberzug schützt.

Messing wird unter Frosteinwirkung sehr spröde, die Elemente brechen dann leicht ab. Die Verschlechterung der Antenneneigenschaften als Folge der geringeren Leitfähigkeit dieser und anderer Metalle ist wohl meßtechnisch nachweisbar, wirkt sich aber kaum aus.

Nachfolgend werden Bemessungsangaben und die ungefähren Kenndaten für eine Reihe von praktisch erprobten *Yagi*-Antennen aufgeführt, sie sind sämtlich für eine Resonanzfrequenz von 145 MHz bemessen (Mitte des 2-m-Amateurbandes). Die Punkte des Spannungsminimums, an denen man die Elemente erden darf, sind in den Aufbauschemen gekennzeichnet. Alle Daten werden in mm angegeben.

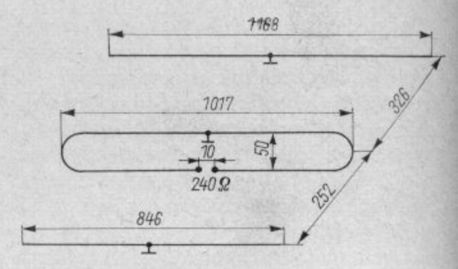


Bild 22.3. Schema einer 3-Element-*Yagi*-Antenne mit großer Bandbreite

22.2.1. *Yagi*-Antennen mit 3 Elementen

Die in Bild 22.3. schematisch dargestellte 3-Element-*Yagi*-Antenne zeichnet sich durch große Bandbreite aus.

Sie hat einen Fußpunktwiderstand von annähernd 240 Ω und kann deshalb über eine handelsübliche UKW-Bandleitung direkt gespeist werden. Koaxialkabel läßt sich über eine Halbwellenumwegleitung oder einen industriell hergestellten Symmetrierübertrager anschließen.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 5 bis 10 mm
Fußpunktwiderstand 240 Ω
Antennenlänge 580 mm
Gewinn etwa 5 dB
Rückdämpfung etwa 14 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 70°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 110°
(bezogen auf horizontale Polarisation)

Eine 3-Element-*Yagi*-Antenne in Schmalbandausführung, die für optimalen Gewinn bemessen ist, zeigt Bild 22.4. Der Fußpunktwiderstand beträgt bei Verwendung eines einfachen Schleifendipols rund 70 Ω symmetrisch. Ein Koaxialkabel kann über ein Symmetrierglied angeschlossen werden (s. Abschn. 7.). Der Fußpunktwiderstand des

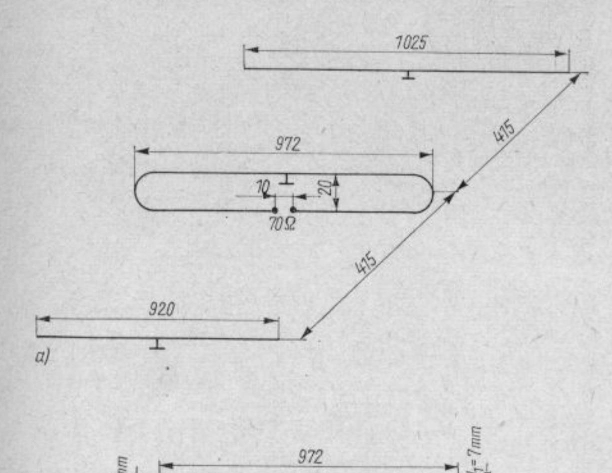


Bild 22.4
3-Element-*Yagi*-Antenne
mit geringerer Bandbreite
und hohem Gewinn;
a – Aufbauschema, Fußpunktwiderstand 70 Ω, b – Ausführung des gespeisten Elementes für einen Fußpunktwiderstand von 240 Ω

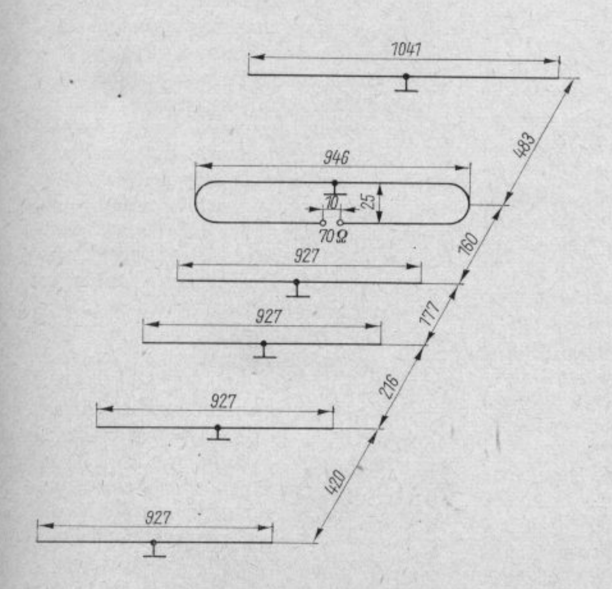


Bild 22.5
Die 6-Element-*Yagi*-Antenne

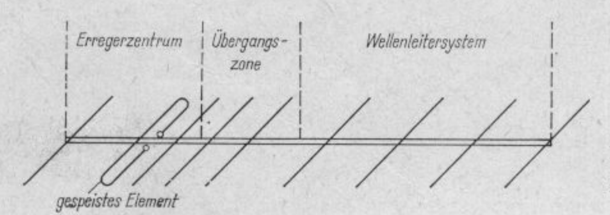


Bild 22.6
Die Aufteilung der Wirkungszonen in einem Lang-*Yagi*-System

Systems läßt sich auf 240 Ω symmetrisch erhöhen, wenn der Schleifendipol nach Bild 22.4. b mit verschiedenen Elementdurchmessern ausgeführt wird.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 5 bis 8 mm
Fußpunktwiderstand 70 Ω bzw. 240 Ω
Antennenlänge 830 mm
Gewinn etwa 6 dB
Rückdämpfung etwa 15 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 65°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 95°
(bezogen auf horizontale Polarisation)

22.2.2. Die 6-Element-*Yagi*-Antenne

Die 6-Element-*Yagi* nach Bild 22.5. stellt eine Schmalbandausführung mit hohem Antennengewinn dar. Schmalbandausführung bedeutet in diesem Fall, daß die Frequenzbandbreite der Antenne das gesamte 2-m-Band erfaßt, aber nicht wesentlich darüber hinausgeht, wie das z.B. bei der 3-Element-Antenne nach Bild 22.3. der Fall ist. Der Fußpunktwiderstand der 6-Element-*Yagi* beträgt 70 Ω. Er kann auf 240 Ω erhöht werden, wenn der gespeiste Schleifendipol nach Bild 22.4. b ausgeführt wird, wobei zu berücksichtigen ist, daß die Elementlänge nur 946 mm beträgt.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 6 bis 8 mm
Fußpunktwiderstand 70 Ω bzw. 240 Ω
Antennenlänge rund 1500 mm
Gewinn etwa 8,5 dB
Rückdämpfung etwa 17 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 55°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 70°
(bezogen auf horizontale Polarisation)

22.3. Lange *Yagi*-Antennen

Bei der Betrachtung langer *Yagi*-Antennen (sog. Lang-*Yagis*) teilt man ihre Struktur zweckmäßig in 3 Wirkungszonen nach Bild 22.6. auf und unterscheidet zwischen dem *Erregerzentrum*, der *Übergangszone* und dem *Wellenleitersystem*.

Im *Erreger-* oder *Strahlungszentrum* befindet sich immer der gespeiste Dipol, ihm werden außerdem noch vorhandene Reflektoren zugeordnet und gegebenenfalls Elemente, die die Bandbreite des Strahlerzentrums vergrößern sollen (sogenannte Kompensationselemente). Von der Ausbildung des Erregerzentrums wird die Bandbreite und der Fußpunktwiderstand einer Lang-*Yagi* im wesentlichen bestimmt. Die an das Strahlungszentrum anschließende *Übergangszone* besteht aus einem oder mehreren Direktoren. Sie haben die Aufgabe, die Strahlung des Erregerzentrums optimal an das folgende Wellenleitersystem anzukoppeln.

Das aus einer Direktorenreihe bestehende *Wellenleitersystem* bestimmt hauptsächlich die Strahlungseigenschaften von langen *Yagi*-Antennen. Wie neuere Untersuchungen gezeigt haben, wird durch das Hinzufügen auch von umfangreichen Wellenleitersystemen der Fußpunktwiderstand und die Bandbreite des Erregerzentrums nicht wesentlich beeinflußt.

Die Direktorabstände des Wellenleitersystems können bis etwa 0,35λ betragen.

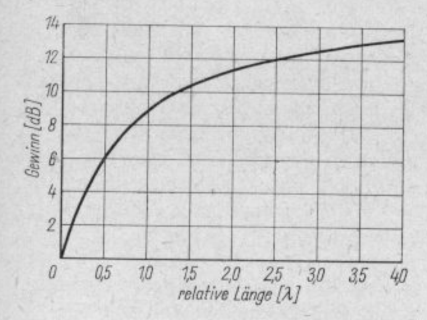


Bild 22.7. Der Gewinn einer Lang-*Yagi* in Abhängigkeit von deren Längsausdehnung in λ bei optimaler Belegungsdichte mit Elementen und optimaler Bemessung (Gewinn bezogen auf λ/2-Dipol)

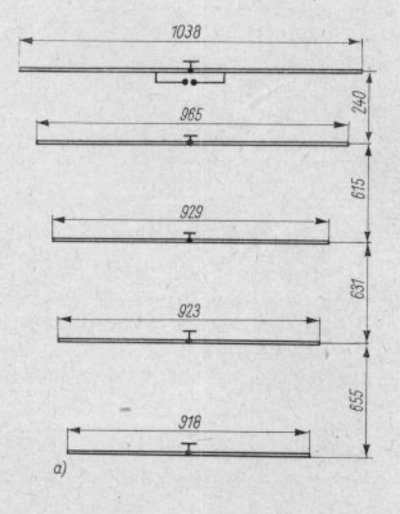
Werden sie noch größer, so tritt bei Abständen von knapp 0,4λ ein rapider Gewinnabfall ein. Bei großen Direktorabständen ist zu berücksichtigen, daß dann der 1. Direktor in der Übergangszone nur etwa 0,1λ vom gespeisten Element entfernt sein darf. Dadurch wird die Kopplung zwischen dem Erregerzentrum und dem Wellenleitersystem wieder ausreichend fest. Die Abstands- und Längeneinstellung dieses 1. Direktors in der Übergangszone ist kritisch.

Der Antennengewinn einer Lang-*Yagi* hängt in erster Linie von der Längenausdehnung des Systems, bezogen auf die Betriebswellenlänge, ab. Bei einer optimalen Belegungsdichte der Elemente auf der Längenausdehnung kann der Antennengewinn in Abhängigkeit von der Antennenlänge die in Bild 22.7. aufgeführten Werte erreichen. Daraus kann man ersehen, daß es wenig sinnvoll ist, die Antenne über mehr als etwa 2,5λ zu verlängern, da dann nur noch ein langsamer Gewinnanstieg erfolgt, der in keinem wirtschaftlichen Verhältnis zum Aufwand steht.

Lang-*Yagis* werden nach einem Konstruktionsprinzip aufgebaut, für das große Längsausdehnung bei gleichzeitig großen Direktorabständen kennzeichnend ist. Die Belegung der festgelegten Antennenlängsstruktur mit relativ wenigen Direktoren im Wellenleitersystem ermöglicht leichte und einfache Konstruktion, trotzdem kann man mindestens den gleichen Antennengewinn erzielen wie bei normaler Belegungsdichte mit Elementen. Besonders kritisch ist die Einstellung der optimalen Kopplung in der Übergangszone. Beim Nachbau müssen deshalb alle angegebenen Abmessungen und Abstände genau eingehalten werden.

22.3.1. 5-Element-Lang-*Yagi* mit optimalem Gewinn

Die von *DM2BUO* und *DM2BWO* konstruierte 5-Element-Lang-*Yagi* kann als der Prototyp einer leichten und optimal wirksamen Amateurantenne betrachtet werden. Sie wurde in [1] ausführlich beschrieben.



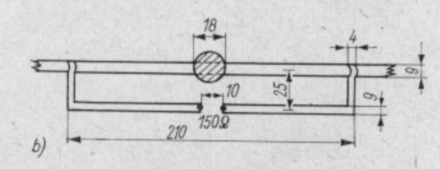
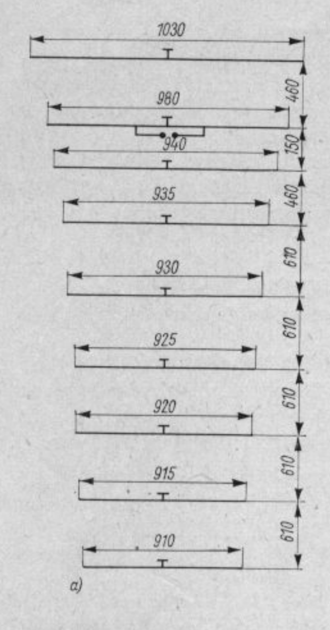


Bild 22.8. Die 5-Element-Lang-*Yagi;* a – Aufbauschema, b – Teilzeichnung gespeistes Element



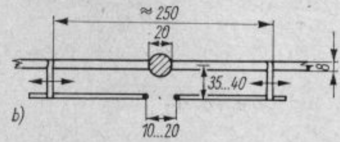


Bild 22.9. Die 9-Element-Lang-*Yagi* nach *DL6WU*; a – Aufbauschema, b – Teilzeichnung gespeistes Element

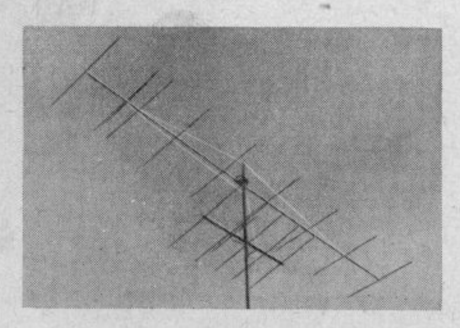


Bild 22.10. Praktische Ausführung einer 9-Element-Lang-*Yagi* von *DM3ZSF*, darunter 5-Element-Normal-*Yagi*

Bei dieser Antenne fällt besonders auf, daß sie nur mit Direktoren bestückt ist. Auf einen Reflektor wird verzichtet, denn die Vorwärtsbündelung ist bereits so groß, daß man durch Hinzufügen eines Reflektors nur noch einen geringen Gewinnanstieg in der Größenordnung um 1 dB verzeichnen kann. Die Möglichkeiten eines Reflektorzusatzes werden jedoch in [1] behandelt.

Um bei einer vorgesehenen Stockung der Antenne die Anpassung zu vereinfachen, ist der Fußpunktwiderstand mit 130 bis 150 Ω bemessen. Er könnte durch Ändern des T-Gliedes auf andere Werte gebracht werden. Das ist aber nur zu empfehlen, wenn brauchbare Meßmittel zur Verfügung stehen. Das Aufbauschema dieser Antenne zeigt Bild 22.8.

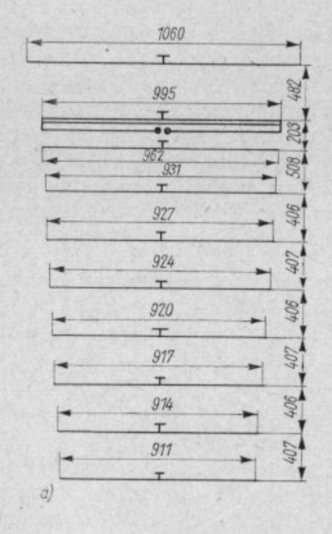
Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser gespeistes Element Cu-Rohr 9 mm
Direktoren Alurohr 8,5 mm (7 bis 10 mm möglich)
Durchmesser Trägerrohr 18 mm (bis 50 mm möglich)
Antennenlänge 2150 mm
Fußpunktwiderstand 130 bis 150 Ω
Gewinn 10,8 dB
Rückdämpfung 16,5 dB
Horizontaler Öffnungswinkel $(\alpha_E) \approx 44°$
Vertikaler Öffnungswinkel $(\alpha_H) \approx 50°$
(bezogen auf horizontale Polarisation)

22.3.2. Eine 9-Element-Lang-*Yagi*-Antenne

Die von *DL6WU* entwickelte Lang-*Yagi* ist eine Schmalbandausführung, die für maximalen Gewinn dimensioniert wurde. Sie weist eine Länge von rund 2λ auf und hat sich seit Jahren im praktischen Betrieb der 2-m-Amateure bewährt.

In Bild 22.9. ist das Aufbauschema wiedergegeben, Bild 22.10. zeigt die von *DM3ZSF* praktisch ausgeführte Antenne. Nach Bild 22.9. b wird über eine T-Glied-Anpassung ein Fußpunktwiderstand von 240 Ω eingestellt. Eine Verstellmöglichkeit



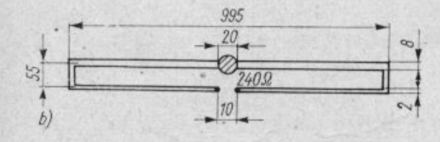


Bild 22.11. Die 10-Element-Lang-*Yagi;* a – Aufbauschema, b – Teilzeichnung gespeistes Element

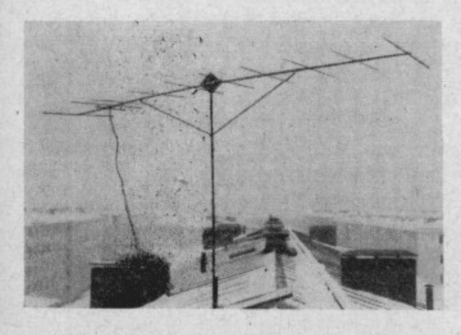


Bild 22.12. 10-Element-Lang-*Yagi* von *OE2BM*

des T-Gliedes in kleinen Grenzen ist vorzusehen. Auch für geringfügige Veränderung der Lage des ersten Direktors zum gespeisten Element sollte eine Korrekturmöglichkeit geschaffen werden.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 4 bis 6 mm
Trägerrohr Metall, 20 mm Durchmesser
Antennenlänge 4150 mm
Fußpunktwiderstand 240 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 13,5 dB
Rückdämpfung etwa 19 dB
Öffnungswinkel horizontal $(\alpha_E) \approx 35°$
Öffnungswinkel vertikal $(\alpha_H) \approx 40°$
(bezogen auf horizontale Polarisation)

22.3.3. Eine 10-Element-Lang-*Yagi*-Antenne

Die Lang-*Yagi* nach Bild 22.11. stellt eine relativ schmalbandige Ausführung mit hohem Gewinn dar. Bei einer Antennenlänge von 1,8λ ist sie etwas kürzer als die vorhergehende 9-Element-Lang-*Yagi*. Mit ihrer größeren Belegungsdichte der Elemente kann sie als Übergang von der Normal-*Yagi* zur Lang-*Yagi* betrachtet werden.

Die angegebenen Abmessungen sind gültig, wenn als metallischer Elementeträger ein Rohr von 20 mm Durchmesser verwendet wird. Auch in diesem Fall ist eine Speisung über T-Anpassung möglich. Die Teilzeichnung Bild 22.11. b zeigt jedoch die elektrisch günstigere Lösung für die Ausbildung des gespeisten Elementes. Es handelt sich um einen Schleifendipol mit verschiedenen Elementdurchmessern, der die Impedanz so hochtransformiert, daß eine 240 Ω-Leitung annähernd mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen wird. Bei einer von *OE2BM* nach den obigen Angaben gebauten Lang-*Yagi* (Bild 22.12.) werden parasitäre Elemente mit 3 mm Durchmesser und einem gestreckten Strahlerdipol mit T-Anpassung verwendet. Die dünnen Elemente ergeben einen leichten Aufbau mit geringem Windwiderstand.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 4 mm (3 bis 5 mm möglich)
Gespeistes Element (siehe Teilzeichnung Bild 22.11. b)
Trägerrohr Metall, 20 mm Durchmesser
Antennenlänge 3630 mm
Fußpunktwiderstand 240 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 12,5 dB
Rückdämpfung etwa 19 dB
Öffnungswinkel horizontal (α_E) ≈ 37°
Öffnungswinkel vertikal (α_H) ≈ 43°
(bezogen auf horizontale Polarisation)

22.3.4. Die 11-Element-Lang-*Yagi*-Antenne

Diese Antenne ist ein Beispiel für die Nutzanwendung neuerer Erkenntnisse bei der Dimensionierung von Lang-*Yagis* (Bild 22.13.). Es werden relativ dicke Elemente verwendet, und am einfachen gespeisten Schleifendipol ergibt sich ohne besondere Anpassungsmaßnahmen ein Fußpunktwiderstand von etwa 240 Ω. Die Bandbreite dieser Antenne ist relativ groß und reicht weit über das 2-m-Band hinaus (etwa 142 bis 148 MHz). Den auf Grund ihrer Längsausdehnung möglichen Maximalgewinn erreicht diese Lang-*Yagi* nicht ganz (siehe Bild 22.7.), der einfache Aufbau und die guten elektrischen Eigenschaften empfehlen aber diese Antenne besonders zum Nachbau.

Bild 22.13. Die 11-Element-Lang-*Yagi*

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 12 mm
Durchmesser Trägerrohr 15 bis 30 mm
Antennenlänge 4125 mm
Fußpunktwiderstand etwa 240 Ω
Gewinn etwa 12 dB
Rückdämpfung etwa 20 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 38°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 43°
(bezogen auf horizontale Polarisation)

22.3.5. Die 24-Element-Spannband-Lang-*Yagi*

Das Extrem einer Lang-*Yagi* mit 24 Elementen wurde von *DJ4OB* entwickelt (Bild 22.14.). Dieses Gebilde hat eine »Boomlänge« von rund 16 m und erreicht einen Gewinn von mehr als 17 dB. Eine solche Mammutantenne läßt sich nicht in der herkömmlichen Bauweise mit einem 16 m langen starren Elementeträger herstellen. An Stelle eines Boom werden von *DJ4OB* 2 Kunststoffdrähte (1,5 mm stark, je etwa 16 m lang) verwendet, die in einem Abstand von 400 mm parallel zueinander laufen. Auf dieser Kunststoffdrahtdoppelleitung sind – wie aus Bild 22.14. zu ersehen – die Elemente befestigt, und das Gebilde ähnelt somit einer waagrecht ausgespannten Strickleiter.

Die beiden Kunststoffdrähte werden an ihren Enden durch Holzspreizen auf Abstand gehalten. Jede Holzspreize hat 2 Abspannseile, an denen die Antenne aufzuhängen ist.

Alle Direktoren und der Reflektor bestehen aus Leichtmetallstäben oder Rohren von 3 mm Durchmesser. Die Elemente

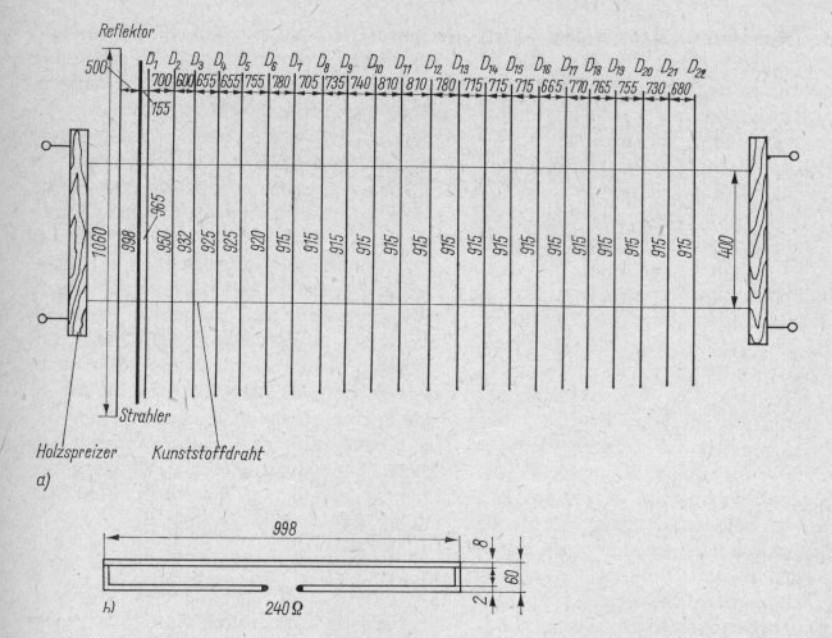


Bild 22.14. Die 24-Element-Spannband-Lang-*Yagi* nach *DJ4OB;* a – Aufbauschema, b – Teilzeichnung gespeistes Element

werden mit Kunststoffschnüren oder kurzen Drahtenden auf den Haltedrähten festgeknotet. Um die Befestigungsfäden auf den Elementen fixieren zu können, versieht man die Stäbe in 400 mm Abstand mit leichten Einkerbungen. Eine andere Befestigungsmethode besteht darin, daß man an Stelle der Einkerbungen Bohrungen von 1,8 mm Durchmesser anbringt, nachdem vorher die Elemente an der für die Bohrung vorgesehenen Stelle leicht flachgeklopft wurden. Die Kunststoffhaltedrähte werden dann durch die Bohrungen hindurchgeführt.

Das gespeiste Element ist als Schleifendipol ausgebildet, bei dem 2 verschiedene Rohrdurchmesser gewählt worden sind. Der gestreckte, nicht unterbrochene Abschnitt des Faltdipols besteht aus einem 998 mm langen Kupferrohr (auch Alurohr läßt sich verwenden), dessen Durchmesser 8 mm beträgt (s. Teilzeichnung Bild 22.14.b). In 60 mm Abstand verläuft der unterbrochene Abschnitt des Faltdipols, der aus 2 mm dickem Draht des gleichen Materials hergestellt wird. Das Impedanzverhältnis von etwa 6,3 dieses Schleifendipols läßt sich aus Bild 4.4. ersehen. Der Widerstand im Speisepunkt wird daher auf den 6,3fachen Wert gleich 240 Ω heraufgesetzt. Daraus geht hervor, daß bei Verwendung eines gestreckten Dipols der Fußpunktwiderstand des Systems etwa 38 Ω betragen würde.

Die Antenne wird zwischen 2 festen Stützpunkten ausgespannt, wobei der in Strahlrichtung stehende Haltemast möglichst aus Holz sein sollte. Ist die Gesamtlänge der Antenne räumlich nicht unterzubringen, so können bei leichtem Gewinnabfall auch einige Direktoren weggelassen werden. Eine merkliche Veränderung des Fußpunktwiderstandes tritt dadurch nicht ein. Um den Durchhang der Antenne möglichst klein zu halten, muß sie sehr straff ausgespannt werden.

Da sich Kunststoffdrähte im allgemeinen unter Zug ausdehnen, sollte man für die Trageleitung kunststoffummantelte Glasseide verwenden, da diese sehr zugfest ist und sich praktisch nicht ausdehnt.

Diese Super-Lang-*Yagi* eignet sich vornehmlich als Höchstleistungsantenne für gezielte Weitverbindungen im 2-m-Band. Ihr horizontaler und vertikaler Öffnungswinkel dürfte etwa 23° betragen. Wünscht man die Antenne an einen anderen Standort zu transportieren, kann sie, beginnend beim letzten Direktor, auf eine Papprolle von etwa 50 mm Durchmesser aufgewickelt werden. Die etwas »krummen« Werte der Direktorabstände sind das Ergebnis umfangreicher Versuche von *DJ4OB*. Der Abgleich erfolgte auf maximale Vorwärtsstrahlung. Beim Nachbau wird empfohlen, die angegebenen Abstände unter Kontrolle eines Feldstärkeanzeigegerätes noch etwas zu variieren.

Natürlich eignet sich diese Super-*Yagi* für den normalen Amateurfunkbetrieb wenig. Da sie aber unerreicht billig in ihrer Herstellung ist, dürfte sie für Sonderzwecke bei den UKW-Amateuren einige Beachtung finden.

22.4. Gestockte *Yagi*-Antennen

Wie bereits erwähnt, ist es für den 2-m-Amateur aus betrieblichen Gründen wenig vorteilhaft, sehr lange und deshalb in der *E*-Ebene extrem richtscharfe *Yagi*-Antennen zu bauen. Werden *Yagi*-Antennen nach Art einer Dipolspalte (s. Abschn. 13.2.) in 2 oder mehreren Ebenen übereinander gestockt, ergibt sich eine scharfe Bündelung in der *H*-Ebene, ohne daß sich das Richtdiagramm der *E*-Ebene gegenüber einem Einzelsystem verändert. Somit vereinigen gestockte *Yagi*-Antennen in sich den betrieblichen Vorteil eines relativ großen horizontalen Öffnungswinkels mit dem einer Gewinnsteigerung durch Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels.

Um gestockte *Yagis* kurz und prägnant zu kennzeichnen, hat sich bei den deutschen UKW-Amateuren eine einfache Terminologie eingeführt. Wir sprechen z. B. bei 2 etagenförmig übereinander angebrachten 6-Element-*Yagi*-Ebenen von einer *6 über 6*. Die gleiche *Yagi* mit 3 Etagen ist sinngemäß als *6 über 6 über 6* anzusprechen, und eine 4fach gestockte 12-Element-Dipolspalte, bestehend aus 4 3-Element-*Yagis*, nennen wir *3 über 3 über 3 über 3*. Streng genommen müßten gestockte *Yagis* bei den Gruppenantennen behandelt werden; denn als Gruppenantenne bezeichnet man jede Antennenanlage, die aus der Zusammenschaltung mehrerer *gleicher* Antennensysteme besteht. Im Amateurgebrauch ist jedoch eine besondere Unterscheidung üblich, indem man als Gruppenantennen nur solche Systeme betrachtet, deren gespeistes Element aus einem Ganzwellendipol gebildet wird.

22.4.1. Der Stockungsabstand

Theoretisch kann durch Stockung zweier *Yagi*-Systeme eine Zunahme des Gewinnes um 3 dB erzielt werden, wenn der optimale Stockungsabstand eingehalten und die Energie gleichmäßig, phasenrichtig und verlustlos auf beide Einzelsysteme verteilt wird. Diese Feststellung stimmt auch mit der bekannten Faustregel überein, die besagt, daß der Gewinn einer Antenne jeweils um 3 dB ansteigt, wenn man die Anzahl ihrer Elemente verdoppelt. In der Praxis wird die maximal mögliche Gewinnzunahme von 3 dB allerdings nicht erreicht.

Bei der Festlegung des Stockungsabstandes hat man die Wahl, diesen entweder für maximale Gewinnzunahme oder für geringste Nebenzipfel des Strahlungsdiagramms zu bemessen. Aus dieser Aussage geht schon hervor, daß bei der Einstellung des Stockungsabstandes für höchsten Gewinn Nebenzipfel in der Strahlungscharakteristik auftreten, deren Energiegehalt von dem der Hauptkeule subtrahiert werden muß.

Darüber hinaus treten auch in der Energieverteilungsleitung Verluste auf. Deshalb darf in der Praxis bei Verdoppelung des

Aufwandes und der Dimensionierung für den Maximalgewinn nur mit einem Gewinnanstieg von 2,5 bis höchstens 2,8 dB gerechnet werden. Der mögliche Gewinnzuwachs verringert sich bei Bemessung des Stokkungsabstandes für geringste Nebenzipfel noch weiter, weil dabei bewußt auf den Maximalgewinn zugunsten der Richtcharakteristik verzichtet wird. In diesem Fall beträgt die Gewinnzunahme durch einfache Stockung nur 1,5 bis 2,5 dB. Für mehrfache Stockung steigt der Gewinn jeweils um den gleichen Betrag (etwa 2,4 dB bzw. 2,7 dB), wenn der Aufwand verdoppelt wird.

Beispiel

Die 3-Element-*Yagi* nach Bild 22.3. mit einem Gewinn von 5 dB bei einem horizontalen Öffnungswinkel von 70° und dem vertikalen Öffnungswinkel von 110° soll für maximalen Gewinnzuwachs in 2 Ebenen gestockt werden. Dabei ergibt sich ein Gewinn von 5 dB + 2,7 dB = 7,7 dB. Da sich am horizontalen Öffnungswinkel nichts ändert, muß der zusätzliche Gewinn aus einer Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels resultieren. Er beträgt, entsprechend Bild 3.19., rund 68°. Um eine weitere Steigerung des Gewinnes von 2,7 dB zu erzielen, müßte der Aufwand verdoppelt werden, d.h., daß dann 4 *Yagi*-Ebenen zu stocken sind *(3 über 3 über 3 über 3)*. Das ergibt einen Gewinn von 7,7 dB + 2,7 dB = 10,4 dB. Auch dabei bleibt der horizontale Öffnungswinkel mit 70° erhalten, und der vertikale Öffnungswinkel verringert sich nach Bild 3.19. auf rund 37°.

Unter bestimmten Voraussetzungen läßt sich bei bekanntem Richtdiagramm einer Einzelebene die Strahlungscharakteristik von gestockten *Yagi*-Antennen in Abhängigkeit vom Stockungsabstand mathematisch ermitteln, wie in [2] ausgeführt. Für die Praxis des Funkamateurs interessiert vor allem der Stockungsabstand für maximale Gewinnzunahme. Dabei auftretende Nebenzipfel im Strahlungsdiagramm werden ausschließlich unter dem Aspekt der durch sie bedingten Gewinnminderung betrachtet.

Wie in Abschnitt 3.2.3.3. näher ausgeführt ist, kann man jeder Antenne eine von ihrem Gewinn abhängige Wirkfläche zuordnen, die in λ^2 ausgedrückt wird. Sollen 2 gleichartige Antennen mit bekannter Wirkfläche übereinander gestockt werden, dann ergibt sich der höchstmögliche Gewinn, wenn man den Stockungsabstand so wählt, daß sich die Wirkflächen gerade berühren, aber nicht überlappen (s. Bild 3.22.). Aus Gl. (3.26.) läßt sich der für maximalen Gewinn günstigste Stockungsabstand annähernd errechnen.

Näherungswerte vermittelt auch die nachstehende Tabelle 22.1., die sich auf die Anzahl der Elemente der verwendeten *Yagi*-Einzelstrahler bezieht.

Tabelle 22.1. Näherungswerte für den günstigsten Stockungsabstand in λ für maximalen Gewinn in Abhängigkeit von der Elementanzahl der verwendeten Yagi-Grundantenne

Elementanzahl	Stockungsabstand in λ
3	0,70
4	0,77
5	0,86
6	0,95
7	1,05
8	1,13
9	1,2
10	1,3

Nach einer Faustregel erhält man für die Stockung von langen *Yagis* brauchbare Abstände für Maximalgewinn, wenn die Antennenlänge (Boomlänge) mit dem Faktor 0,75 multipliziert wird.

Allgemein kann man feststellen: Mit steigendem Gewinn einer Einzelebene vergrößert sich auch ihre Wirkfläche. Vergrößerte Wirkfläche bedingt einen größeren Stockungsabstand, wenn maximaler Gewinn erzielt werden soll.

Will man jedoch unter Verzicht auf Maximalgewinn für geringste Nebenzipfel dimensionieren, liegt der günstigste Stok-

kungsabstand zwischen 0,5λ bei kurzen *Yagis* (bis zu 4 Elementen) und rund 0,65λ bei 10-Element-*Yagis*.

22.4.2. Die Speisung gestockter *Yagi*-Antennen

Für die Speisung gestockter *Yagi*-Systeme besteht die Grundforderung, daß alle vorhandenen Ebenen gleichphasig und gleichmäßig erregt werden müssen.
Es gibt 2 Möglichkeiten:

- Erregung über abgestimmte Verbindungsleitungen, wobei diese teilweise als Transformationsglieder ausgeführt sind und die am zentralen Speisepunkt gewünschte Impedanz herstellen.
- Erregung über nicht abgestimmte Verbindungsleitungen entsprechenden Wellenwiderstandes ohne transformierende Eigenschaften.

Die Erregung über abgestimmte Verbindungsleitungen ist bereits in Abschnitt 13.2. kurz beschrieben, sie wird bei den Gruppenantennen ausführlich besprochen, weil sie dort vorwiegend zur Anwendung kommt.

Für die Erregung gestockter *Yagi*-Antennen sind unabgestimmte Verbindungsleitungen am zweckmäßigsten, denn bei dieser Methode können die Stockungsabstände ohne mechanische Schwierigkeiten beliebig groß gewählt werden. Da Verbindungsleitungen außerdem von der Frequenz unabhängig sind, wird die Bandbreite des Systems nicht eingeengt. Bild 22.15. zeigt ein Anwendungsbeispiel für diese Erregungsart, wobei der Übersichtlichkeit halber jeweils nur die gespeisten Schleifendipole der *Yagi*-Ebenen eingezeichnet sind.

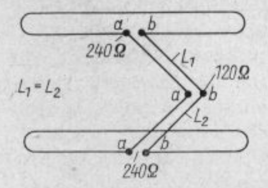


Bild 22.15. Die gleichphasige Erregung zweier gestockter *Yagi*-Systeme über unabgestimmte Verbindungsleitungen

Es bestehen folgende allgemeingültige Forderungen:

- Der Fußpunktwiderstand der Einzelsysteme muß gleich sein (im vorliegenden Fall beträgt er je 240 Ω).
- Der Wellenwiderstand Z der Verbindungsleitungen muß gleich dem Fußpunktwiderstand der Einzelsysteme sein (für das Beispiel in Bild 22.15., Z = 240 Ω).
- Die Länge der Verbindungsleitungen $L_1 + L_2$ ist beliebig und kann jedem gewünschten Stockungsabstand entsprechen. Es muß aber gewährleistet werden, daß alle zum zentralen Speisepunkt führenden Verbindungsleitungen untereinander die gleiche geometrische und elektrische Länge haben (im Beispiel $L_1 = L_2$).
- Die gewünschte gleichphasige Erregung ist nur dann möglich, wenn die Dipolanschlußpunkte gleichsinnig miteinander verbunden werden (im Beispiel a mit a und b mit b).

Am zentralen Speisepunkt sind die Eingangsimpedanzen der beiden Einzelsysteme einander parallelgeschaltet, die Anschlußimpedanz erscheint dort deshalb nur mit dem halben Wert (Parallelschaltung von Widerständen), im vorliegenden Beispiel mit 120 Ω. Bei mehrfacher Stockung verringert sich die Impedanz im zentralen Speisepunkt entsprechend der Anzahl parallelgeschalteter gleicher Fußpunktwiderstände. Stockt man z.B. 4 *Yagi*-Ebenen übereinander, deren Fußpunktwiderstand je 240 Ω beträgt, so kann am zentralen Speisepunkt mit einer Impedanz von 60 Ω gerechnet werden (240:4). Damit ist direkte Speisung mit Koaxialkabel über einen Symmetriewandler (s. Abschn. 7.) möglich.

Häufig entspricht die am zentralen Speisepunkt vorhandene Anschlußimpedanz nicht dem Wellenwiderstand des vor-

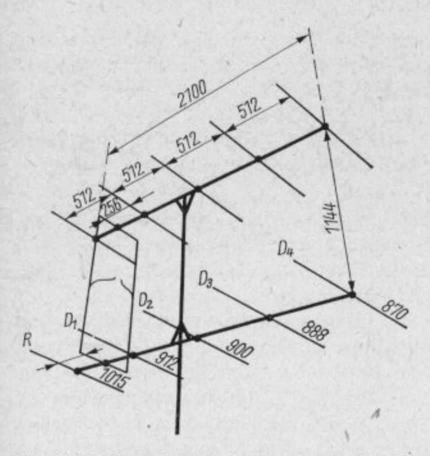


Bild 22.16. Gestockte *Yagi 6 über 6* nach *OH2EW*

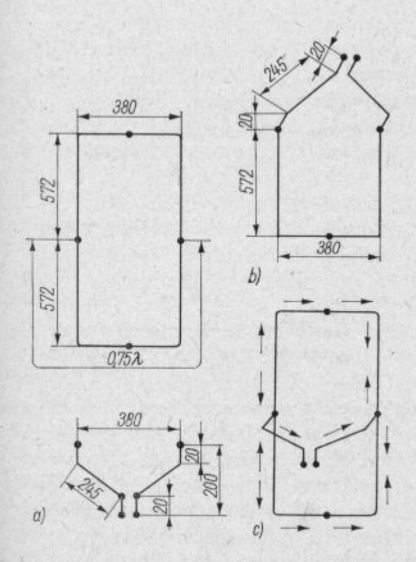


Bild 22.17. Das gespeiste Element der *6 über 6*;
a – Rechteckelement der Y-Leitung,
b – Halbabschnitt des gespeisten Elementes, c – Stromverteilung auf dem Element

gesehenen Speisekabels. Dann kann mit einem der bekannten Transformationsglieder – etwa einem Viertelwellentransformator – der gewünschte Speisepunktwiderstand hergestellt werden (s. Abschn. 6.). Der besondere Vorzug bei der Erregung über unabgestimmte Verbindungsleitungen besteht darin, daß man den optimalen Stockungsabstand ohne mechanische Hindernisse frei wählen kann. Die Erregerleitungen enthalten keine frequenzabhängigen Glieder, die die Bandbreite einengen könnten, und die zentrale Speisung schafft gleiche Weglängen und somit eine vollkommen gleichmäßige Erregung der einzelnen Ebenen. Weitere Erregungsmöglichkeiten, die auch für gestockte *Yagi*-Antennen brauchbar sind, werden in Abschnitt 23. behandelt.

Auf der Grundlage vorstehender Ausführungen lassen sich *Yagi*-Ebenen beliebiger Größe stocken, Einzelbeschreibungen nach dieser Erregungsmethode erübrigen sich deshalb. Nachstehend werden einige Bauformen gestockter *Yagi*-Antennen vorgestellt, deren Erregungsart von der üblichen abweicht.

22.4.3. Gestockte *Yagi*-Antenne *6 über 6* nach *OH2EW*

Die in Bild 22.16. dargestellte Zweiebenen-*Yagi* fällt durch die ungewöhnliche Art der Erregung auf. Es handelt sich in diesem Fall um eine Skelettschlitzerregung, die besonders bei den britischen Amateuren sehr beliebt geworden ist.

Bild 22.17. a zeigt das gespeiste Element gesondert dargestellt. Addiert man die angegebenen Längen, so ergibt sich der Gesamtumfang des Rechtecks mit 3048 mm. Da die Antenne für das 2-m-Band bestimmt ist, entspricht diese Länge etwa 1,5λ bzw. je Hälfte 0,75λ. Unter diesen Umständen läßt sich eine gleichphasige Erregung beider Ebenen nicht ermöglichen. Klarheit erhält man erst, wenn obere und untere Rechteckhälfte gesondert betrachtet werden, wobei die Y-Leitung längenmäßig mit ein-

bezogen wird (Bild 22.17.b). Man kann feststellen, daß die Y-Leitung mit einer Länge von 570 mm (2 Schenkel, je 285 mm lang) das an 1λ fehlende Viertelwellenstück darstellt. Da diese Y-Leitung sowohl für den unteren als auch für den oberen Abschnitt wirksam ist, besteht das gespeiste Element praktisch aus 2 Quads von je 1λ Umfang. Bild 22.17.c zeigt noch einmal das gesamte gespeiste Element mit eingezeichneten Stromrichtungspfeilen. Daraus geht hervor, daß in allen waagrechten Abschnitten gleichphasige Erregung auftritt.

Der Stockungsabstand ist durch das erregende Element mit rund $0{,}6\lambda$ (1144 mm) festgelegt, das bedeutet, der durch Stockung erzielte Zusatzgewinn beträgt schätzungsweise 2,3 dB. Die Boomlänge von 1λ in Verbindung mit den verhältnismäßig großen Direktorabständen läßt das Lang-*Yagi*-Prinzip erkennen.

Die Längen der Elemente und ihre Abstände gehen aus Bild 22.16. hervor, während die Abmessungen der gespeisten Elemente mit dem Y-Glied aus Bild 22.17. ersichtlich sind. Die parasitären Elemente bestehen aus 5-mm-Alu-Rundmaterial, während der gespeiste Abschnitt einschließlich Y-Leitung aus 8 mm dickem Rundmaterial hergestellt wird. Die beiden Elementeträger wurden bei der Originalantenne aus Aluwinkelmaterial mit U-Profil 20 mm × 20 mm × 2 mm gefertigt. Alle angegebenen Materialstärken sind nicht besonders kritisch, Abweichungen bis ±20% dürften zulässig sein.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser siehe Text
Trägerrohre Metall, 20 bis 30 mm Durchmesser
Antennenlänge 2100 mm
Stockungsabstand 1144 mm
Speisepunktwiderstand 70 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 12 dB
Rückdämpfung etwa 20 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 50°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 35°

Die Antenne kann unter Zwischenschaltung eines Symmetriewandlers direkt über ein handelsübliches Koaxialkabel gespeist werden.

22.4.4. Gestockte Kurz-*Yagi* *4* über *4*

Eine gestockte Kurz-*Yagi*, die ebenfalls mit Skelettschlitzerregung arbeitet, zeigt Bild 22.18. Das gespeiste Element hat die gleichen Abmessungen wie das der *6 über 6*, die parasitären Elemente unterscheiden sich allerdings hinsichtlich ihrer Längen und Abstände. Alle Einzelheiten des Aufbaus sind aus Bild 22.18. zu ersehen. Da der Speisepunktwiderstand etwa 75 Ω beträgt, kann auch dieses Antennensystem bei Zwischenschaltung eines Symmetriewandlers direkt über ein Koaxialkabel gespeist werden.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 6 bis 8 mm
Trägerrohre Metall, 15 bis 30 mm Durchmesser
Antennenlänge 1230 mm
Stockungsabstand 1144 mm
Fußpunktwiderstand etwa 75 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 9 dB
Rückdämpfung etwa 16 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 60°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 55°

22.4.5. Gestockte *Yagi*-Antenne *4* über *4* nach *DL3FM*

Die Erregung gestockter *Yagis* über nicht abgestimmte Verbindungsleitungen (siehe Abschn. 22.4.2.) haben neben ihren vielen Vorzügen nur einen Nachteil: Die »Verdrahtung« muß im allgemeinen mit handelsüblicher UKW-Bandleitung durchgeführt werden. Wie bereits mehrfach festgestellt wurde, sind solche Leitungen nicht witterungsbeständig, und ihre anfangs sehr guten Kennwerte verschlechtern sich im Lauf der Zeit erheblich. Für dauerhafte Antennenanlagen dieser Art sollten deshalb symmetrische Schlauchleitungen mit 240 Ω

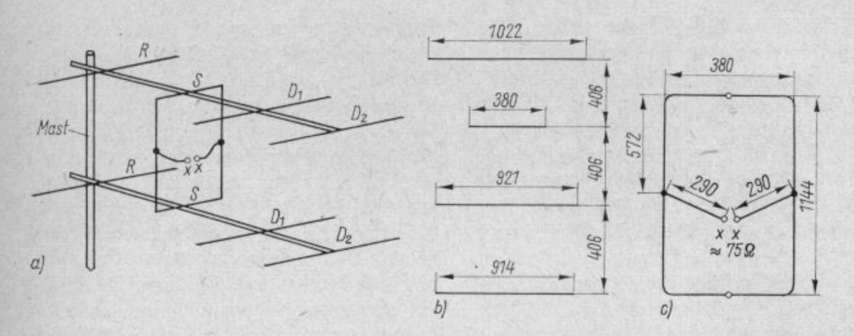


Bild 22.18. Gestockte *Yagi 4 über 4;* a – Gesamtansicht, b – Teilzeichnung gespeistes Element, c – Schema der Abmessungen

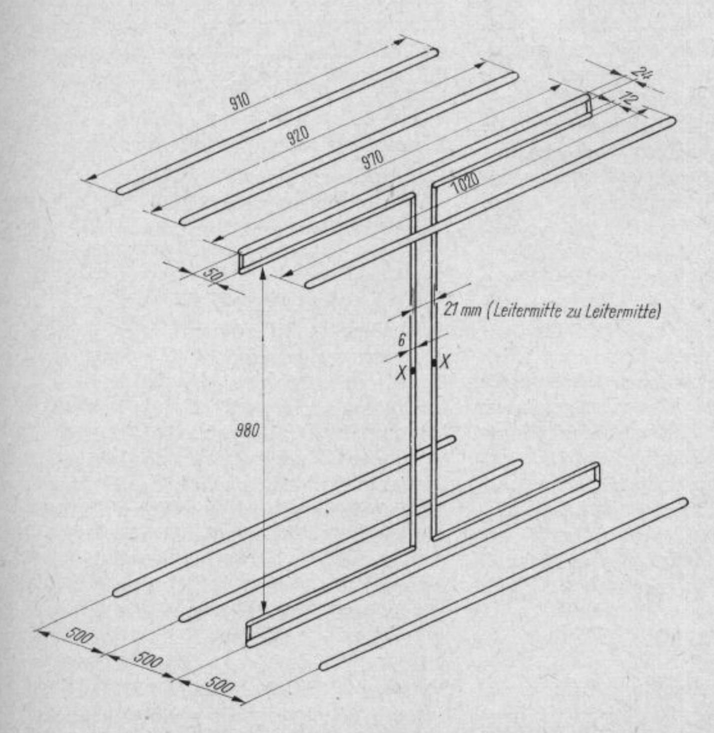


Bild 22.19. Aufbauskizze für die gestockte *Yagi*-Antenne *4 über 4* nach *DL3FM*

Wellenwiderstand verwendet werden, die weitaus witterungsbeständiger sind. Wenn dieser Leitungstyp nicht verfügbar ist, kann eine Erregung über abgestimmte Verbindungsleitungen oft vorteilhafter sein.

Ein Beispiel dieser Erregungsmethode bildet die *4 über 4* nach *DL3FM*. Als Grundantenne wird eine 4-Element-*Yagi* verwendet, deren gespeister Schleifendipol mit ungleich dicken Elementen aufgebaut ist. Dadurch beträgt der Fußpunktwiderstand einer Einzelebene etwa 110 Ω. Zur Stockung werden beide Ebenen durch eine Parallelrohrleitung miteinander verbunden, wie in Bild 22.19. dargestellt ist. Die Gesamtlänge der Verbindungsleitung beträgt elektrisch $\lambda/2$, der zentrale Speisepunkt XX liegt genau in der geometrischen Mitte dieser Halbwellenleitung. Die Leitungslänge vom zentralen Speisepunkt bis zu jeder Antennenebene beträgt deshalb jeweils genau $\lambda/4$. Die Transformationseigenschaften von Viertelwellenleitungen wurden bereits erläutert (s. Abschn. 6.5.). Die beiden Viertelwellentransformationsleitungen sind einander im Speisepunkt XX parallelgeschaltet, die zu XX transformierten Impedanzen erscheinen dort als Folge der Parallelschaltung gleicher Widerstände nur mit dem halben Wert.

Wünscht man z.B. bei XX eine Anschlußimpedanz von 240 Ω, so muß jeder Viertelwellentransformator auf eine Impedanz von 480 Ω bei XX transformieren, denn die Parallelschaltung zweier Widerstände von je 480 Ω ergibt 240 Ω. Da im vorliegenden Fall der Fußpunktwiderstand jeder Ebene etwa 110 Ω hat und bei XX ein Speisepunktwiderstand von 240 Ω erwünscht ist, beträgt der Wellenwiderstand Z der Parallelschaltung nach Gl. (5.31.)

$$Z = \sqrt{110 \cdot 480} \approx 230\,\Omega.$$

Nach Bild 5.4. ist eine Doppelleitung mit einem Wellenwiderstand von 230 Ω darstellbar, wenn das Verhältnis Leiterabstand D zu Leiterdurchmesser d 3,5:1 beträgt und Luftisolation verwendet wird. Benutzt man zur Herstellung der Verbindungsleitung – wie angegeben – Aludraht von 6 mm Durchmesser, so beträgt der Abstand von Drahtmitte zu Drahtmitte 21 mm. Bei 10 mm Leiterdurchmesser würde sich ein Mittenabstand von sinngemäß 35 mm ergeben. Mit dieser Dimensionierung erhält man bei XX einen Speisepunktwiderstand von rund 240 Ω.

Durch die Halbwellenverbindungsleitung ist der Stockungsabstand mit $0{,}5\lambda$ festgelegt, es besteht deshalb Dimensionierung für geringste Nebenzipfel im Richtdiagramm unter Verzicht auf maximalen Stockungsgewinn. Die Sekundärelemente können 15 bis 25 mm stark sein, der stärkere Durchmesser ergibt eine etwas größere Bandbreite. In jedem Fall ist jedoch die Antenne trotz der Schmalbandbemessung und der frequenzabhängigen Transformationsglieder ohne merkbaren Leistungsabfall über die ganze Breite des 2-m-Bandes brauchbar.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser
Gespeiste Elemente siehe Bild 22.19.
Parasitäre Elemente 15 bis 25 mm
Trägerrohre Metall, 20 bis 30 mm Durchmesser
Antennenlänge 1500 mm
Stockungsabstand 980 mm
Speisepunktwiderstand 240 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 9,5 dB
Rückdämpfung etwa 17 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 58°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 54°
Speisung mit Koaxialkabel über Halbwellenumwegleitung wird empfohlen (s. Abschnitt 7.5.).

22.4.6. 4-Ebenen-*Yagi*-Antenne *4 über 4 über 4 über 4*

2 Systeme der in Abschnitt 22.4.5. beschriebenen *4 über 4* ergeben vertikal gestockt eine leistungsfähige 2-m-Antenne mit insgesamt 16 Elementen bei 4 Etagen. Die senkrechte Bauhöhe dieser Antenne beträgt 3,35 m. In diesem Fall verbinden sich die

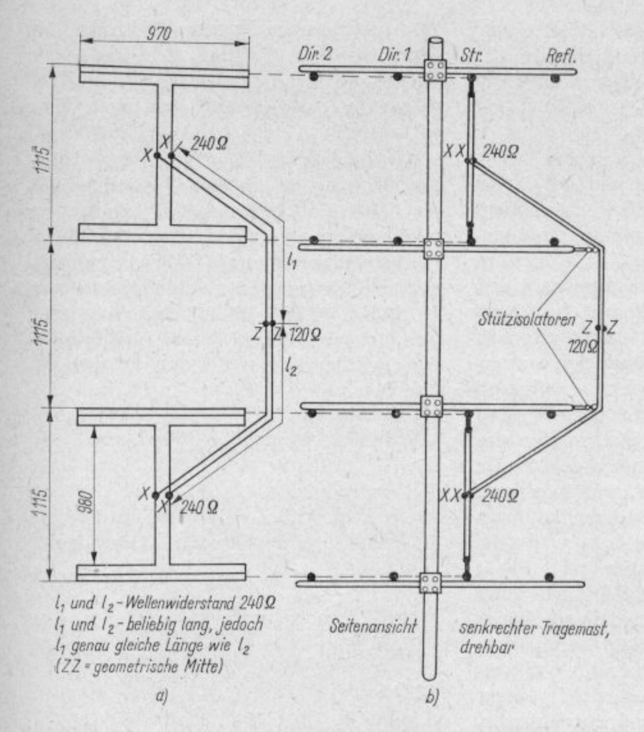


Bild 22.20. Die gestockte *Yagi*-Antenne *4 über 4 über 4 über 4;* a – die gespeisten Elemente, b – Seitenansicht der vollständigen Antenne

Vorzüge einer *Yagi* mit denen einer Gruppenantenne bei einem Minimum an mechanischem Aufwand.

An den Abmessungen der *4 über 4* nach Bild 22.19. ändert sich nichts, es wurden lediglich 2 solcher Systeme in Halbwellenabstand übereinandergesetzt. In Bild 22.20.a werden deshalb nur die gespeisten Elemente der beiden Systeme im Aufriß gezeigt; in Bild 22.20. b ist die Gesamtantenne in Seitenansicht dargestellt.

Für die Speisung des gesamten Komplexes gibt es 2 einfache Möglichkeiten: Da an den Speisepunkten XX der beiden oberen und unteren Etagen ein Fußpunktwiderstand von jeweils 240 Ω vorhanden ist, können beide Speisepunkte über eine beliebig lange Leitung von 240 Ω Wellenwiderstand miteinander verbunden werden. In der geometrischen Mitte dieser Verbindungsleitung befindet sich nun der für beide Antennenhälften gemeinsame Speisepunkt *ZZ*. Da aber dort die 240-Ω-Leitungen einander parallelliegen, hat der Widerstand im Speisepunkt ZZ nur noch den halben Wert, also 120 Ω. Nun ließe sich bereits die gesamte Anordnung mit einer symmetrischen 120-Ω-Leitung speisen (z. B. symmetrische Zweidrahtleitung, abgeschirmt, Typ *120 D 10-1*). Da solche Leitungen jedoch kostspielig und nicht überall erhältlich sind, kann die Impedanz von 120 Ω durch einen Viertelwellentransformator wieder auf 240 Ω transformiert werden. Nun speist man das System über eine 240-Ω-UKW-Schlauchleitung oder besser über eine Halb-

wellenumwegleitung mit 60-Ω-Koaxialkabel. Der Wellenwiderstand des bei ZZ anzuschließenden Viertelwellentransformators beträgt nach Gl. (5.31.)

$$Z = \sqrt{120 \cdot 240} \approx 170\,\Omega.$$

Aus Bild 5.4. ist zu ersehen, daß sich in diesem Fall das Abstand/Durchmesser-Verhältnis der Leitung wie 2,2:1 verhalten muß. Die geometrische Länge einer solchen luftisolierten Zweidrahtleitung beträgt 0,98 $\cdot \lambda/4$, bei einer Betriebsfrequenz von 145 MHz demnach rund 510 mm. Man montiert eine solche Leitung mit etwas Abstand auf einem schmalen Kunststoffstreifen und befestigt dieses nunmehr mechanisch starre Transformationsglied zwischen dem Punkt ZZ und dem Tragemast. Am offenen Ende des Q-Match beträgt die Anschlußimpedanz dann wieder 240 Ω.

Daß UKW-Bandleitungen mit 240 Ω Wellenwiderstand weder elektrisch noch mechanisch besonders günstig sind, wurde bereits mehrfach erwähnt. Luftisolierte Zweidrahtleitungen können auch mit gleichem Wellenwiderstand hergestellt werden. Da dann jedoch das Abstand/Durchmesser-Verhältnis nur 3,8:1 beträgt (s. Bild 5.4.), ist der Bau etwas schwierig. Die nachstehend beschriebene Speisungsart stellt deshalb eine günstigere Lösung dar.

Die Leitungen l_1 und l_2 werden in diesem Fall in ihrer Gesamtheit nicht beliebig lang ausgelegt, sondern jede Leitung erhält eine elektrische Länge von genau 0,75λ. Dabei ist es gleichgültig, ob eine Leitungslänge $^1/_4\lambda$, $^3/_4\lambda$, $^5/_4\lambda$ usw. beträgt, denn alle *ungeradzahligen* Vielfachen von $^1/_4\lambda$ haben bezüglich der Widerstandstransformation die gleiche Wirkung wie ein Viertelwellentransformator. Deshalb wirkt auch die Verbindungsleitung von $^3/_4\lambda$ Länge wie ein Viertelwellentransformator. Die Impedanz bei ZZ, dem Verbindungspunkt beider $^3/_4\lambda$-Leitungen, ist demnach vom Wellenwiderstand Z dieser Leitungen abhängig. Da bei ZZ ein Speisepunktwiderstand von 240 Ω erstrebt wird, beide Leitungen aber dort parallelliegen, muß der von l_1 und l_2 nach ZZ zu transformierende Widerstand je 480 Ω betragen. Nach Gl. (5.31.) ist

$$Z = \sqrt{240 \cdot 480} \approx 340\,\Omega.$$

In Bild 5.4. wird für luftisolierte Zweidrahtleitungen mit einem Wellenwiderstand von 340 Ω ein Verhältnis Mittenabstand zu Durchmesser von 8,5:1 abgelesen. Diese Leitung ist verhältnismäßig leicht zu realisieren. Für eine Betriebsfrequenz von 145 MHz ($0{,}75\lambda = 155{,}3$ cm) errechnen sich die Längen l_1 und l_2 unter Berücksichtigung des Verkürzungsfaktors bei Luftisolation zu

$$l_1 = l_2 = 155{,}3 \cdot 0{,}97 = 150{,}64\,\text{cm}.$$

Zusammenfassung

Die beiden *4 über 4*-Systeme werden von ihren Fußpunkten XX nach ZZ über je eine

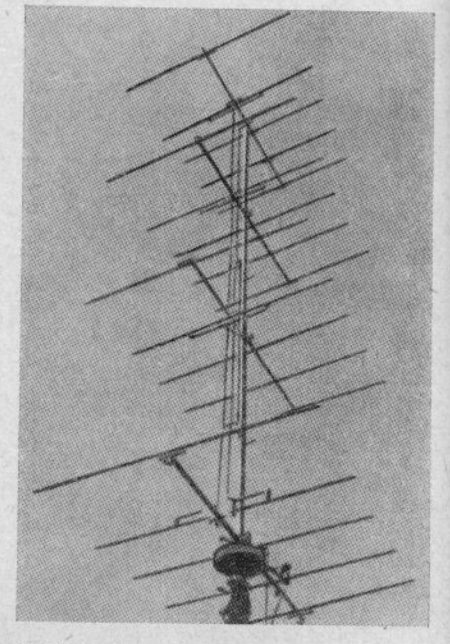


Bild 22.21. Gestockte *Yagi*-Antenne *5 über 5 über 5 über 5* von *DL6MH*

150 cm lange luftisolierte Zweidrahtleitung verbunden. Die Leitungen haben einen Wellenwiderstand von 340 Ω. Bei *ZZ* ergibt sich damit ein Speisepunktwiderstand von 240 Ω symmetrisch.

Durch die Stockung steigt der Antennengewinn des Systems auf etwa 11,5 dB, der horizontale Öffnungswinkel von rund 60° bleibt erhalten, während sich der vertikale Öffnungswinkel auf etwa 32° verkleinert.

Als Konstruktionsbeispiel für mehrfach gestockte *Yagi*-Antennen zeigt Bild 22.21. eine von *DL6MH* hergestellte *5 über 5 über 5 über 5*.

22.4.7. Gestockte Lang-*Yagi*-Antennen

Auch Lang-*Yagis* können mit gutem Erfolg gestockt werden. Allerdings ist es wenig sinnvoll, eine Mehrebenen-Lang-*Yagi* mit Etagenabständen von 0,5 bis 0,7λ zu betreiben, weil sich in diesem Fall die verhältnismäßig großen Wirkflächen solcher Hochleistungsantennen zu sehr überlappen, so daß nur ein geringer Gewinnzuwachs erzielt wird.

Wenn man von der Wirkfläche einer Einzelebene ausgeht und aus Gl. (3.25.) den für maximalen Gewinn günstigsten Stockungsabstand ermittelt, erhält man ohne komplizierte Rechenarbeit den gewinngünstigsten Stockungsabstand.

Die Wirkfläche A einer Antennenebene kann als Funktion des Gewinnes in dB aus Bild 3.21. in λ^2 ersehen werden. So hat z. B. die 11-Element-Lang-*Yagi* nach Bild 22.13. einen Gewinn von 12 dB, entsprechend einer Wirkfläche A von $2{,}0\lambda^2$. Da der vertikale Öffnungswinkel α_H 40° beträgt und auch der horizontale Öffnungswinkel α_E mit 37° bekannt ist, kann aus Gl. (3.25.) der Stockungsabstand S leicht festgestellt werden;

$$S = 2\sqrt{\frac{A \cdot \alpha_H}{\pi \cdot \alpha_E}} = 2\sqrt{\frac{2 \cdot 40}{3{,}14 \cdot 37}}$$

$$= 2\sqrt{0{,}7} \approx 1{,}68\lambda .$$

Daraus geht hervor, daß sich bei einem Stockungsabstand S von 1,68λ die Wirkflächen der beiden Ebenen nicht mehr überlappen und somit maximaler Stockungsgewinn möglich ist.

Die Speisung gestockter Lang-*Yagis* erfolgt wie üblich. Da aus Raumgründen wohl kaum mehr als 2 Ebenen verwendet werden können, ist die Erregung sehr einfach. Infolge des großen Etagenabstandes kann man nun nicht mehr über 2 im Speisepunkt parallelgeschaltete Viertelwellentransformatoren speisen. Wie bereits erwähnt, verhält sich jedoch eine Leitung, deren Länge ein ungeradzahliges Vielfaches von λ/4 beträgt, hinsichtlich der Widerstandstransformation genau wie ein Viertelwellentransformator. Deshalb können die Verbindungsleitungen von den gespeisten Elementen zum zentralen Speisepunkt auf je $^3/_4\lambda$, $^5/_4\lambda$ oder $^7/_4\lambda$ nach Bedarf verlängert werden.

Als Beispiel sei die Speisung zweier gestockter 11-Element-Lang-*Yagis* nach Bild 22.13. erläutert. Wie oben festgestellt, müßte dabei der günstigste Stockungsabstand 1,68λ betragen. Wählt man die beiden transformierenden Verbindungsleitungen zum zentralen Speisepunkt mit je $^3/_4\lambda$, so ist der Stockungsabstand auf 1,5λ festgelegt, wird also etwas geringer als berechnet. Für die Praxis spielt das keine

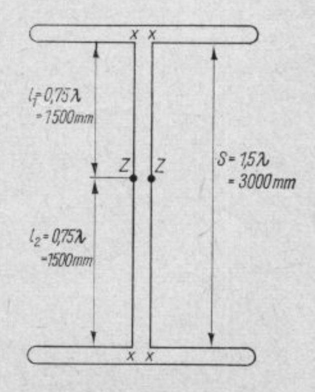


Bild 22.22. Die Erregung einer gestockten Lang-*Yagi*-Antenne *11 über 11*

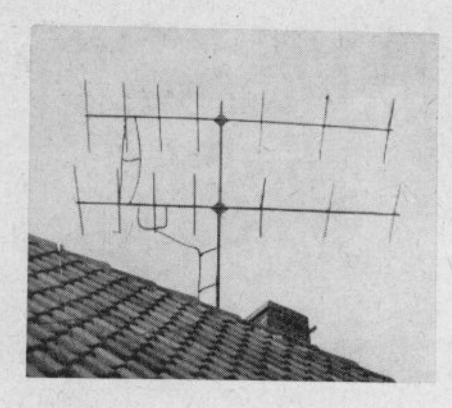


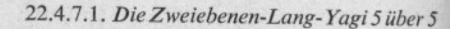
Bild 22.23. Zweiebenen-Lang-*Yagi 7 über 7* nach *DL6EK*

große Rolle, da der ermittelte Stockungsabstand ohnehin nur einen Richtwert darstellt.

Nun ist noch der Wellenwiderstand der abgestimmten Verbindungsleitung zu ermitteln. Zur besseren Anschaulichkeit sind in Bild 22.22. die beiden gespeisten Elemente mit den besprochenen Verbindungsleitungen dargestellt. Wenn jede Ebene im Punkt XX einen Fußpunktwiderstand von 240 Ω hat und bei ZZ ebenfalls ein Speisepunktwiderstand von 240 Ω erwünscht ist, muß die Verbindungsleitung mit einem Wellenwiderstand von 340 Ω bemessen werden $\left(Z = \sqrt{240 \cdot 480}\right)$. Nach Bild 5.4. stellt sich dieser Wellenwiderstand bei einem Abstand/Durchmesser-Verhältnis von 8,5:1 ein. Verwendet man zur Herstellung der Verbindungsleitung Rohr oder Vollmaterial von 6 mm Durchmesser, muß der Mittenabstand 51 mm betragen.

Bei dieser gestockten 11-Element-*Yagi* kann mit einem Gewinn von 14,5 dB gerechnet werden. Der horizontale Öffnungswinkel bleibt mit etwa 37° bestehen, während sich der vertikale Öffnungswinkel auf rund 26° verringert.

Bild 22.23. zeigt als Aufbaubeispiel eine von *DL6EK* erbaute Zweiebenen-Lang-*Yagi 7 über 7*.



22.4.7.1. *Die Zweiebenen-Lang-Yagi 5 über 5*

Für die Erregung von 2 gestockten 5-Element-Lang-*Yagis* nach Bild 22.8. bieten sich sehr günstige Möglichkeiten. Aus den bekannten elektrischen Daten dieser optimalen Lang-*Yagi* wird zunächst der günstigste Stockungsabstand *S* für maximalen Gewinn ermittelt. Er ergibt sich aus Bild 3.21. und Gl. (3.25.) in bekannter Weise mit rund 1,48λ; das sind – bezogen auf das 2-m-Band – 3060 mm. Da der Fußpunktwiderstand jeder Ebene etwa 130 Ω beträgt, können beide Systeme über eine beliebig lange unabgestimmte 120-Ω-Leitung miteinander verbunden werden. Am besten eignet sich dazu die abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitung vom Typ *120 D 10-1*, die wetterfest ist und sich über beliebige Umwege verlegen läßt. Genau in der geometrischen Mitte dieser Verbindungsleitung wird der zentrale Speisepunkt gebildet. Da sich die Fußpunktwiderstände beider Ebenen parallelliegen, beträgt die resultierende Anschlußimpedanz am zentralen Speisepunkt 60 bis 65 Ω. Unter Zwischenschaltung eines Symmetriewandlers kann somit dieses System direkt über ein Koaxialkabel gespeist werden.

Mechanische und elektrische Angaben

Stockungsabstand 1,48λ = 3060 mm
Gewinn etwa 13,5 dB
Horizontaler Öffnungswinkel $(\alpha_E) \approx 44°$
Vertikaler Öffnungswinkel $(\alpha_H) \approx 28°$

Literatur zu Abschnitt 22.

Baumgartner, R.: Die HB9CV-Richtstrahlantenne, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1961

Luz, H.: Eine zerlegbare HB9CV-Richtantenne zum DL6SW-Funksprechgerät, »UKW-Berichte« 3 (1963), Heft 3, Seite 150, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

Appelt, W.: Eine stabile HB9CV-Antenne für Fahrzeuge, »UKW-Berichte« 7 (1967), Heft 1, Seite 14, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

Götting, H. H.: 8. Norddeutsches UKW-Treffen in Ramlingen, »DL-QTC« 36, Heft 7, Seiten 425 bis 426, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1965

[1] *Oberrender, O., DM2BUO:* Die Langyagiantenne als optimale Lösung des Antennenproblems beim UKW-Amateur, Reihe »Funkamateur« Band 16, Hefte 8 bis 12, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

Brown, F. W.: Design of Yagi Antennas, »CQ«, May, Seiten 38 bis 41, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1963

Ehrenspeck, H. W./Pöhler, H.: Eine neue Methode zur Erzielung des größten Gewinns bei Yagi-Antennen, Nachrichtentechnische Fachberichte, Band 12, Funktechnik, Verlag Friedrich Vieweg & Sohn, Braunschweig

[2] *Rothe, G./Spindler, E.:* Antennenpraxis, 2. Auflage, Abschnitt 8.2., VEB Verlag Technik, Berlin 1966

23. Gruppenantennen für das 2-m-Band

Während allgemein jede Zusammenschaltung gleichartiger Einzelantennen als Antennengruppe oder Gruppenantenne angesprochen werden kann, benutzen die Funkamateure eine feinere Unterscheidung. In ihrer Terminologie besteht eine Gruppenantenne immer aus der Kombination von kollinearen Dipolen (Dipolzeilen) mit vertikal gestockten Dipolen (Dipolspalten), wobei horizontale Polarisation vorausgesetzt wird (s. Abschn. 13.1. bis 13.3.). Die einfachste Gruppenantenne nach dieser Definition würde demnach aus 2 gestockten Ganzwellendipolen bestehen (Bild 23.1.), wobei der Ganzwellendipol die einfachste Dipolzeile darstellt (2 kollineare Halbwellendipole). Die Dipolspalte wird aus der Parallelschaltung eines 2. Ganzwellendipols gebildet.

Auch bei größeren Antennengruppen beschränkt man sich in der Amateurpraxis vorwiegend auf den Einsatz einfachster Dipolzeilen, das bedeutet, daß man fast immer einen horizontalen Ganzwellendipol in mehreren vertikalen Ebenen stockt. Unabhängig von der Anzahl der Ebenen wird dabei der horizontale Öffnungswinkel dieser Gruppenantenne ausschließlich von dem der verwendeten Dipolzeile bestimmt. Da diese im Normalfall aus einem Ganzwellendipol besteht, beträgt der horizontale Öffnungswinkel solcher horizontal polarisierter Antennengruppen rund 65° (s. Abschn. 4.2.). Um einseitige Richtwirkung bei gleichzeitiger Gewinnerhöhung zu erzielen, versieht man Gruppenantennen im UKW-Bereich fast immer mit abgestimmten, parasitären Halbwellenreflektoren oder seltener mit einer unabgestimmten Reflektorwand. Dadurch wird der horizontale Öffnungswinkel der Ganzwellendipole und somit der ganzen Antennengruppe auf rund 60° verringert.

Bild 23.1. 4-Element-Gruppenantenne

Wie aus Bild 23.1. hervorgeht, werden die Ganzwellendipole im Spannungsmaximum gespeist. Ihre Fußpunktwiderstände liegen deshalb sehr hoch und sind stark vom Schlankheitsgrad abhängig (siehe Bild 4.7.).

Weiterhin wird der Fußpunktwiderstand von Ganzwellendipolen auch noch etwas von der Breite der Trennstelle des Speisepunktes und innerhalb von Gruppenantennen vom gegenseitigen Abstand der parallelen Dipole beeinflußt. Der Verkürzungsfaktor eines Ganzwellendipols unterliegt ebenfalls dem Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnis und läßt sich mittels Kurvenblatt nach Bild 4.7. feststellen.

Der hohe Fußpunktwiderstand des Ganzwellendipols wirkt sich in einer Gruppenantenne günstig auf die Anpassungsmög-

lichkeiten aus, da durch die Parallelschaltung mehrerer Ganzwellendipole der Widerstand im Speisepunkt oft Werte annehmen kann, die den direkten Anschluß einer Speiseleitung gestatten. Nachteilig ist, daß der Ganzwellendipol im Speisepunkt sehr gut isoliert sein muß (Spannungsmaximum). Von der teilweise vorgeschlagenen mechanischen Befestigung in der Nähe des Fußpunktes sei deshalb abgeraten, da selbst gute Isolatoren bei nassem Wetter erhebliche Verluste verursachen können. Das Spannungsminimum eines Ganzwellendipols liegt etwa $\lambda/4$ von seinen Enden entfernt; er wird deshalb zuweilen an diesen Punkten in Ganzmetallbauweise gehaltert. Da aber die Spannungsverteilung beim Ganzwellendipol nicht so gleichmäßig verläuft wie beim Halbwellendipol, befindet sich auch im theoretischen Spannungsknoten noch eine bestimmte Spannung. Eine metallische Halterung ist deshalb nicht ratsam, jedoch genügt es, wenn die Befestigung im Spannungsminimum auf imprägniertem Holz vorgenommen wird.

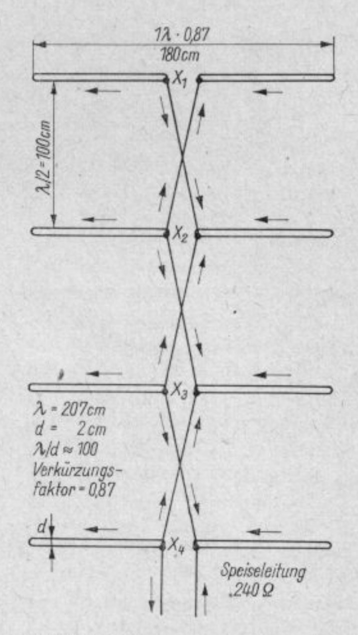


Bild 23.2. Gruppenantenne; Einspeisung im untersten Dipol X_1 bis X_4 je 1100 Ω, X_{ges} im Punkt X_4 = 1100:4 = 275 Ω

23.1. Die Speisung von Gruppenantennen

An einigen Beispielen soll die Erregung und Anpassung von Gruppenstrahlern erläutert werden. Bild 23.2. zeigt eine Gruppenantenne, die aus 4 Etagen (4 parallelen Dipolen) mit je 2 kollinearen, gleichphasig erregten Halbwellenstücken (Ganzwellendipolen) besteht. Der Elementdurchmesser d beträgt 20 mm, die Betriebswellenlänge 207 cm. Daraus ergibt sich ein Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnis von $2070:20 \approx 100$. Nach Bild 4.7. beträgt dabei der Fußpunktwiderstand für jeden Ganzwellendipol etwa 1100 Ω, der Verkürzungsfaktor ist gleich 0,87. Damit ergibt sich die geometrische Länge der Ganzwellendipole aus

$$207 \cdot 0{,}87 \approx 180 \text{ cm}.$$

Jeder Ganzwellendipol hat bei dem gegebenen Wellenlängen/Durchmesser-Verhältnis einen Fußpunktwiderstand von rund 1100 Ω. 4 Dipole sind parallelgeschaltet, so daß sich ein Widerstand im Speisepunkt X_4 von etwa 1100:4 = 275 Ω ergibt. Es könnte also an den Punkt X_4 (bzw. X_3, X_2 oder X_1) eine beliebig lange symmetrische Zweidrahtleitung von 240 bis 300 Ω Wellenwiderstand bei geringem Stehwellenverhältnis angeschlossen werden. Will man diese Gruppenantenne über ein Koaxialkabel speisen, wird wie üblich eine Halbwellenumwegleitung verwendet. Diese nimmt die erforderliche Widerstandstransformation im Verhältnis 4:1 und auch die Symmetriewandlung vor. Ergeben sich für den Widerstand im Speisepunkt Werte, die keinen direkten Anschluß der Speiseleitung ermöglichen, so muß man ein geeignetes Anpassungsglied einschalten.

Nachteilig bei dieser Art der Zusammenschaltung ist, daß die einzelnen Dipol-

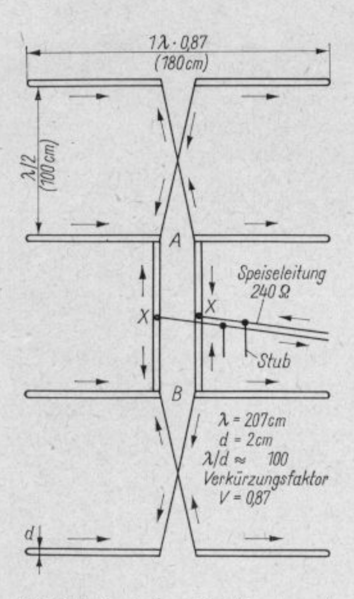


Bild 23.3. Zentralgespeiste Gruppenantenne

ebenen nicht genau gleichzeitig erregt werden. Die am weitesten vom Speisepunkt entfernte Dipolebene erhält laufzeitbedingt ihre Energie etwas später als die nächstliegende; dadurch verändert sich der Erhebungswinkel der Hauptkeule: die Antenne »schielt«. Außerdem wird die Bandbreite geringer.

Die elektrisch günstigere zentrale Speisung der gleichen Gruppenantenne zeigt Bild 23.3. Die nicht überkreuzte Verbindungsleitung zwischen der 2. und 3. Etage hat eine Länge von $\lambda/2$; da die Speiseleitung in der geometrischen Mitte dieser Leitung angeschlossen wird, muß man sie als die Parallelschaltung zweier Viertelwellentransformatoren betrachten. An A und B sind Impedanzen von je etwa 550 Ω vorhanden, die aus der Parallelschaltung von jeweils 2 Ebenen resultieren. Wünscht man im Speisepunkt XX eine Anschlußimpedanz von 240 Ω, müßte jeder Viertelwellentransformator von 550 Ω auf 480 Ω transformieren. Für den Wellenwiderstand Z der Verbindungsleitung A–B würde sich deshalb nach Gl. (5.31.) ergeben:

$$Z = \sqrt{550 \cdot 480} \approx 510\,\Omega.$$

Die mechanische Darstellung einer Parallelrohrleitung mit einem Wellenwiderstand von 510 Ω bereitet jedoch Schwierigkeiten, weil der Abstand der Parallelrohre groß sein würde. Aus diesem Grund müßte die Trennstelle der angeschlossenen Dipole bei A und B unzulässig breit gehalten werden. Man könnte in diesem Fall den Wellenwiderstand der Leitung A–B nach rein mechanischen Gesichtspunkten bemessen und – wie in Bild 23.3. angedeutet – den Speisepunktwiderstand von XX durch einen matching stub dem Wellenwiderstand der Speiseleitung anpassen. In der Praxis kommt man meist zu günstigeren Anpassungsbedingungen, weil man fast immer abgestimmte Reflektoren vorsieht, mit denen – je nach Reflektorabstand – der Fußpunktwiderstand der Einzelebenen auf einen passenden Wert gebracht werden kann.

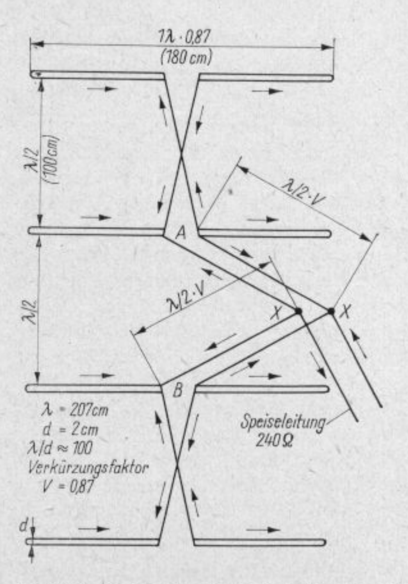


Bild 23.4. Breitbandspeisung einer Gruppenantenne

Eine besonders günstige Lösung der Erregung zeigt Bild 23.4. Auf die Viertelwellentransformatoren wird in diesem Fall ganz verzichtet; an ihre Stelle treten zwischen XX–A und XX–B Halbwellenleitungen, die bekanntlich Widerstände im Verhältnis 1:1 übertragen. Die Eingangsimpedanzen bei A und bei B betragen im vorliegenden Fall je 550 Ω. Sie sind auch bei XX vorhanden, liegen dort jedoch einander parallel, so daß der resultierende Widerstand im Speisepunkt XX nunmehr 275 Ω beträgt. Bei vernachlässigbar geringer Fehlanpassung kann man deshalb mit einer 240-Ω-Leitung speisen. Aus den Stromrichtungspfeilen läßt sich erkennen, daß die Leitungen XX–A und XX–B nicht überkreuzt werden dürfen. Der Wellenwiderstand dieser Leitungen ist in weiten Grenzen unkritisch, da es sich um abgestimmte Leitungen der elektrischen Länge $\lambda/2$ handelt. Es können luftisolierte Paralleldrahtleitungen oder UKW-Bandleitungen verwendet werden, wobei man den dazugehörigen Verkürzungsfaktor bei der Längenbemessung beachten muß.

Das Beispiel einer vollkommen symmetrischen Breitbandspeisung für Gruppenantennen gibt Bild 23.5. wieder. In diesem Fall wird angenommen, daß sich hinter jedem gespeisten Halbwellenstück in $\lambda/4$-Abstand ein abgestimmter, parasitärer Halbwellenreflektor befindet. Dadurch fällt die Fußpunktimpedanz jeder Ebene auf etwa 900 Ω ab. Es werden ausschließlich Halbwellenleitungen verwendet, die

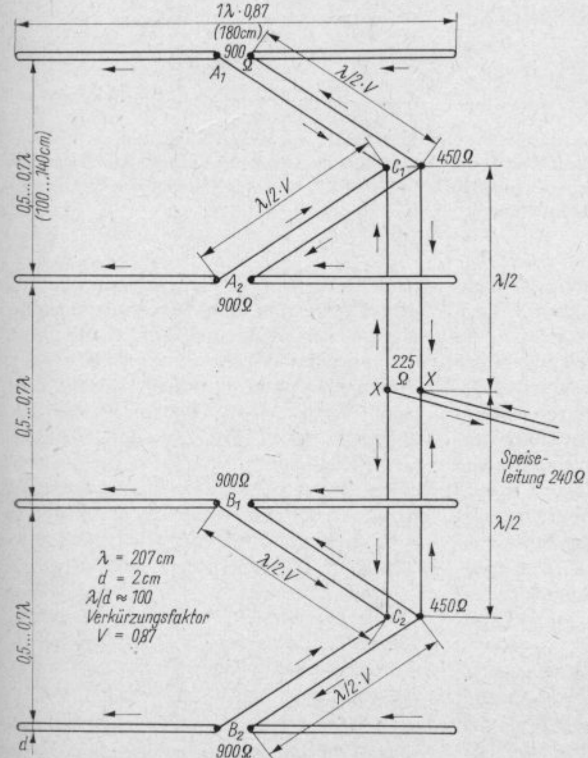


Bild 23.5
Vollkommen symmetrische Breitbandspeisung einer Gruppenantenne

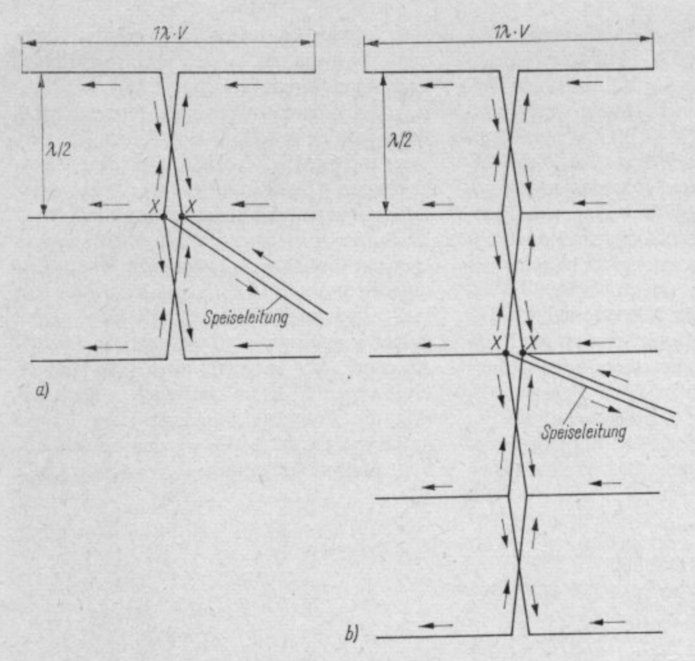


Bild 23.6. Die Speisung einer Gruppenantenne mit ungerader Anzahl von parallelen Dipolen; a – 3 Ebenen, Widerstand im Speisepunkt XX = $^1/_3$ des Widerstandes im Anschlußpunkt eines einzelnen Ganzwellendipols, b – 5 Ebenen, Widerstand im Speisepunkt XX = $^1/_5$ des Widerstandes im Anschlußpunkt eines einzelnen Ganzwellendipols

nicht transformieren, so daß sich am Speisepunkt als Parallelschaltung der 4 Einzelwiderstände eine Anschlußimpedanz von etwa XX 225 Ω ergibt. Wie erwähnt, ist der Wellenwiderstand von abgestimmten Halbwellenleitungen unkritisch, es muß lediglich der Verkürzungsfaktor V beachtet werden (luftisolierte Paralleldrahtleitungen $V = 0{,}975$; UKW-Bandleitung $V = 0{,}80$ bzw. 0,84). Diese Art der Speisung erlaubt es außerdem, den Stockungsabstand auf den optimalen Wert von etwa 0,7λ zu erhöhen, wobei der Antennengewinn steigt.

Werden Gruppenantennen mit einer ungeraden Anzahl von parallelen Ganzwellendipolen benutzt, z.B. 3 oder 5 Etagen, so lassen sich die vorstehend beschriebenen Speisungsmethoden aus mechanischen Gründen nicht anwenden. Wie aus Bild 23.6. hervorgeht, ist dann die Speiseleitung direkt beim mittleren Dipol anzubringen. Nimmt der Widerstand im Speisepunkt »unpassende« Werte an, so wird an den Wellenwiderstand der Speiseleitung über einen Viertelwellentransformator bei XX angepaßt. Die Erregung der einzelnen Ganzwellendipole erfolgt dabei nicht gleichzeitig. Besonders bei der Ausführung mit 5 parallelen Dipolen muß deshalb mit einer leichten Verfälschung der Richtcharakteristik in der H-Ebene gerechnet werden.

Größere Systeme von Gruppenstrahlern werden zweckmäßig in kleinere Gruppen aufgeteilt und nach Bild 23.7. erregt.

Diese Speisung bedingt folgende Voraussetzungen:

– Die Einzelgruppen müssen elektrisch sowie mechanisch untereinander völlig

übereinstimmen und somit an den Anschlußpunkten A, B, C und D den gleichen Eingangswiderstand aufweisen.

- Die Verbindungsleitungen A–XX, B–XX C–XX und D–XX müssen in ihrer Länge ganzzahligen Vielfachen von $\lambda/2$ entsprechen (Verkürzungsfaktor beachten!) und untereinander exakt gleichlang sein.
- Die genannten Leitungen dürfen nicht überkreuzt (verdreht) werden; es ist deshalb darauf zu achten, daß man im Punkt XX (wie in Bild 23.7. dargestellt) immer die gleichen Strahlerhälften miteinander verbindet.

Der Widerstand im Speisepunkt XX beträgt bei der gezeigten Parallelschaltung von 4 gleichartigen Dipolgruppen $^1/_4$ des Fußpunktwiderstandes einer Gruppe. Wenn der Eingangswiderstand bei A, B, C und D z.B. je 240 Ω beträgt, wird der Widerstand im Speisepunkt XX 60 Ω. Die 4 Verbindungsleitungen sind abgestimmte Leitungen, ihr Wellenwiderstand ist deshalb praktisch ohne Bedeutung. Da die einzelnen Dipolgruppen einen größeren gegenseitigen Abstand als bei der gedrungenen Bauweise haben können, steigt auch der erzielbare Antennengewinn an. Unter Beachtung der gegebenen Regeln lassen sich auf diese Art auch sehr umfangreiche Dipolflächen speisen.

Es gibt jedoch noch eine andere Erregungsmethode, die nicht mit abgestimmten, sondern mit angepaßten Verbindungsleitungen arbeitet und somit mechanische sowie elektrische Vorteile bietet. Gemäß Bild 23.8. wird in diesem Fall die gleiche Anordnung der Einzelgruppen wie in Bild 23.7. angewendet. Die angepaßten Leitungen Z_1, Z_2, Z_3 und Z_4 können beliebig lang sein und stehen in keinem Verhältnis zur Wellenlänge. Sie müssen jedoch untereinander die gleiche geometrische Länge aufweisen.

Gefordert wird:

- Die Einzelgruppen müssen elektrisch sowie mechanisch untereinander völlig übereinstimmen und somit an den An-

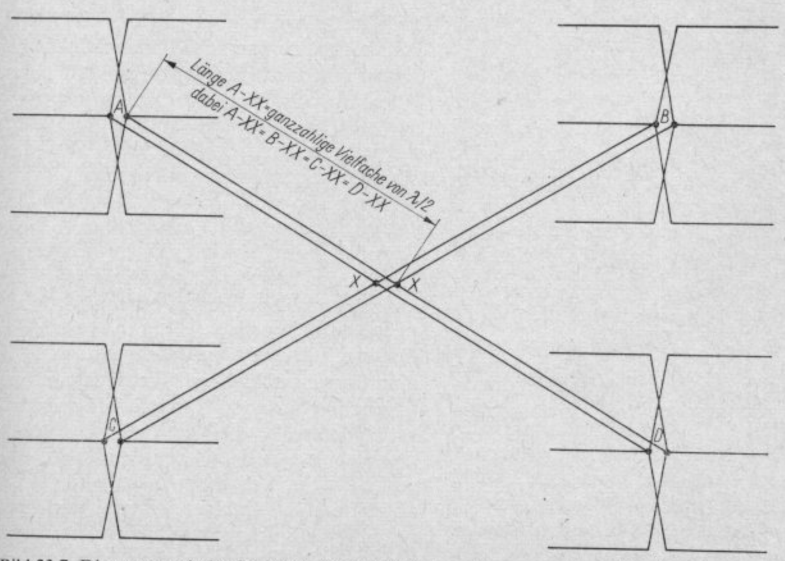


Bild 23.7. Die symmetrische Speisung einer aufgeteilten Gruppenantenne für abgestimmte Verbindungsleitungen; Widerstand im Speisepunkt XX = $^1/_4$ des Widerstandes einer Einzelgruppe im Punkt A (A = B = C = D)

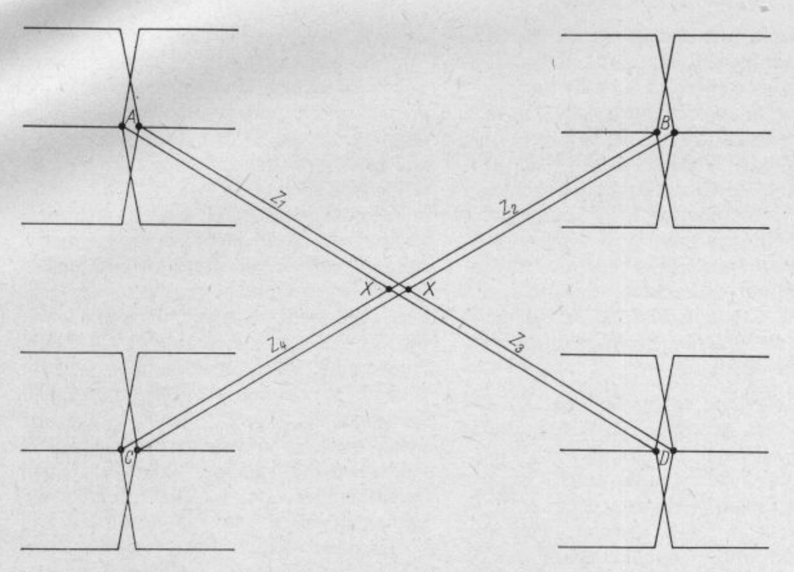


Bild 23.8. Die symmetrische Erregung einer aufgeteilten Gruppenantenne über angepaßte Leitungen; Wellenwiderstand Z_1 (= Z_2 = Z_3 = Z_4); Widerstand im Speisepunkt XX = $^1/_4 Z_1$

schlußpunkten A, B, C und D den gleichen Eingangswiderstand haben.

- Der Wellenwiderstand der Verbindungsleitungen Z_1, Z_2, Z_3 und Z_4 muß genau dem Fußpunktwiderstand in den Punkten A, B, C und D entsprechen oder durch gleichartige Anpassungsglieder diesem angepaßt werden.
- Die genannten Leitungen sind nicht zu überkreuzen (verdrehen). Es ist deshalb darauf zu achten, daß im Punkt XX immer die gleichen Strahlerhälften miteinander verbunden werden.

Da man im vorliegenden Fall 4 symmetrische Leitungen gleichen Wellenwiderstandes im Punkt XX parallelschaltet, beträgt dort die Anschlußimpedanz nur $^1/_4$ des Wellenwiderstandes der verwendeten Verbindungsleitungen.

Weisen die einzelnen Gruppen bei A, B, C und D z.B. einen Eingangswiderstand von je 240 Ω auf, so sind für die Leitungen Z_1, Z_2, Z_3 und Z_4 240-Ω-Leitungsstücke gleicher Länge zu verwenden. Im Punkt XX erscheinen dann 60 Ω Speiseimpedanz. Dieser Wert ist für den Anschluß eines Koaxialkabels über ein Symmetrierglied geeignet. Es kann auch über ein Q-Match auf jeden anderen gewünschten Wert der Speiseleitung transformiert werden.

Durch die wohlüberlegte Kombination von abgestimmten und angepaßten Verbindungsleitungen sowie Viertelwellentransformatoren besteht die Möglichkeit, auch ausgedehnte Dipolflächen phasenrichtig zu erregen und impedanzrichtig zu speisen. Es muß noch darauf hingewiesen werden, daß man frequenzabhängige Glieder zugunsten angepaßter Leitungen nach Möglichkeit vermeiden sollte, weil die Frequenzabhängigkeit eine Einengung der Bandbreite bewirken kann. Frequenzabhängig sind alle abgestimmten Leitungen. Allerdings stehen bei den relativ frequenzschmalen Amateurbändern die Bandbreitefragen nicht so im Vordergrund, wie das z.B. bei Fernsehantennen der Fall ist.

23.2. Gruppenantennen mit Reflektoren

Die zweiseitige Abstrahlung senkrecht zur Fläche einer Gruppenantenne kann mit Hilfe von Reflektoren in eine einseitige – unidirektionale – Hauptstrahlung verwandelt werden. Der Antennengewinn steigt dabei durchschnittlich um 3 dB. Gleichzeitig wird durch die Reflektoren der Fußpunktwiderstand des Systems verändert.

Reflektorabstände von 0,1 bis etwa 0,3λ sind gebräuchlich. Beträgt dieser Abstand 0,25λ, so sinkt der Fußpunktwiderstand der Anordnung nur geringfügig (um etwa 20%), während ein Reflektorabstand von 0,1λ bereits einen Rückgang des Eingangswiderstandes um annähernd 75% verursacht. Das Maximum des Antennengewinnes liegt bei einem Reflektorabstand von 0,15λ; innerhalb des Bereiches von 0,1λ bis 0,3λ schwankt der Antennengewinn um höchstens 0,8 dB.

Durch Verändern der Reflektorabstände kann die Anschlußimpedanz von Gruppenantennen nachträglich noch etwas korrigiert werden. In den folgenden Beispielen wurde jedoch konstruktiv auf diese Möglichkeit verzichtet. Für jeden Halbwellenabschnitt innerhalb jeder Dipolzeile ist ein abgestimmter Halbwellenreflektor vorzusehen. Nicht unterbrochene Ganzwellenstücke sind ungeeignet, da sie nicht gleichphasig erregt werden. Die geometrische Länge eines stabförmigen Halbwellenreflektors im UKW-Bereich ergibt sich mit ausreichender Genauigkeit aus der Beziehung

$$\text{Reflektor} = \frac{152000}{f}; \qquad (23.1.)$$

Reflektorlänge in mm,
f in MHz.

Im allgemeinen werden der Reflektor und das gespeiste Element aus gleichem Material mit gleichem Durchmesser gefertigt.

23.3. Gruppenantennen mit Reflektorwänden

Flächenreflektoren sind für Ultrakurzwellen noch etwas unhandlich; ihr Hauptanwendungsbereich liegt deshalb im Gebiet der Dezimeterwellen. Eine hinter der Dipolfläche angebrachte, reflektierende Metallwand sollte nach jeder Richtung um mindestens $\lambda/2$ größer sein als die Strahlerfläche. Im Gegensatz zu einem stabförmigen Reflektor steht eine Reflektorwand nicht im Zusammenhang mit der Betriebswellenlänge. Deshalb können vor der gleichen Reflektorfläche mehrere Strahler verschiedener Betriebsfrequenzen angeordnet werden. Aus Blechen gefertigte Reflektorwände ergeben eine besonders gute Rückdämpfung. Da sie aber bei großer Masse einen sehr großen Windwiderstand aufweisen, werden sie häufig durch ein Drahtgeflecht oder durch eine Fläche waagrechter Stäbe ersetzt. Der Stababstand bzw. die Maschenweite soll dabei nicht größer als $\lambda/20$ sein. Um Kontaktunsicherheiten zu vermeiden, werden die Maschen des verwendeten Drahtgeflechtes miteinander verlötet; bei dem bekannten verzinkten »Kükendraht« ist das bereits der Fall.

Das Geflecht wird möglichst so ausgespannt, daß dessen verdrillte Ecken parallel zur Strahlerlängsausdehnung verlaufen (bei horizontaler Polarisation demnach waagrecht). Aus parallelen Rohren bestehende Reflektorflächen, wie in Bild 23.9. dargestellt, verwendet der Amateur selten. Sie sind teuer und bieten gegenüber den weitaus billigeren Maschendrahtwänden elektrisch kaum Vorteile.

Ein Abstand der Reflektorwand von etwa 0,65λ ergibt den größtmöglichen Antennengewinn, jedoch nicht die beste Rückdämpfung, da durch den verhältnismäßig großen Strahlerabstand noch ein Teil der Energie um die Reflektorfläche »herumgreifen« kann. Zugunsten eines einfachen mechanischen Aufbaues und einer guten Rückdämpfung werden meist Abstände zwischen 0,1λ und 0,3λ gewählt. Bemerkens-

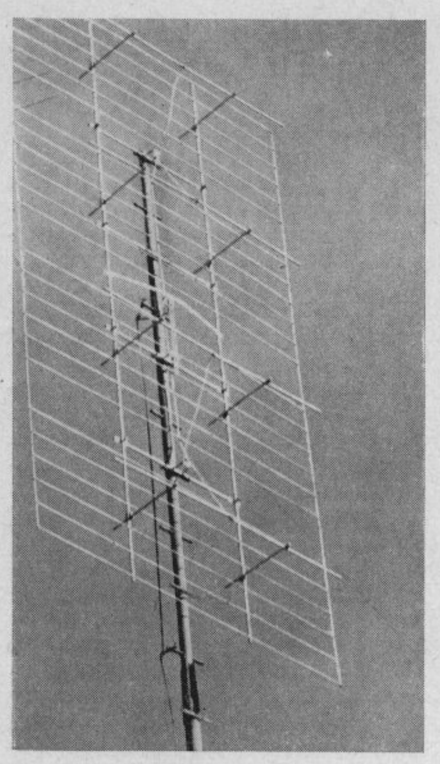


Bild 23.9. 8-Element-Gruppenstrahler vor Reflektorwand von *DL6MH*

wert ist, daß bei einer Distanz Strahler–Reflektorwand von ungefähr 0,2λ der Fußpunktwiderstand des Strahlersystems kaum beeinflußt wird. Bei Annäherung an den Strahler fällt der Eingangswiderstand ab.

Während bei einem abgestimmten, stabförmigen Reflektor mit einer durchschnittlichen Gewinnzunahme von 3 dB gerechnet werden kann, erreicht eine ausreichend groß dimensionierte Reflektorwand bis zu 7 dB. Noch höhere Gewinne lassen sich mit Winkelreflektorwänden, Parabol-Reflektoren und ähnlichen Sonderformen erzielen.

Bild 23.9. zeigt als Beispiel einen 8-Element-Gruppenstrahler vor einer Reflektorwand, die aus stabförmigen Elementen aufgebaut ist.

23.4. Die Praxis der Gruppenantennen

Im Lauf der Jahre hat sich bei den 2-m-Amateuren eine Standardform herausgebildet: die 16-Element-Gruppenantenne. Von allen möglichen Konstruktionen der Gruppenstrahler wird sie am häufigsten nachgebaut. Viel seltener findet man die 12-Element-Gruppe. 24, 32 oder 48 Elemente werden hin und wieder verwendet; sie bleiben Einzelfälle, weil mit wachsender Elementezahl das Verhältnis des materiellen Aufwandes zur Leistung immer ungünstiger wird. Man muß dann sehr stabile Tragegerüste bauen, der Windwiderstand ist groß, und die Herstellung der Drehbarkeit solch umfangreicher Gebilde bereitet mechanische Schwierigkeiten. Elektrisch betrachtet bietet die Konstruktion dieser »Mammutgruppen« keine Besonderheiten; denn es handelt sich dabei im allgemeinen immer um die sinnvolle Zusammenschaltung von »12er-Gruppen« oder der bewährten »16er-Gruppen«.

23.4.1 Die 12-Element-Gruppenantenne

Wie Bild 23.10. zeigt, besteht die »12er-Gruppe« aus 3 Ganzwellendipolen mit abgestimmten Halbwellenreflektoren, die in 3 Etagen mit λ/2-Abstand übereinander angeordnet sind. Der Reflektorabstand liegt bei 0,15λ und der Antennengewinn beträgt etwa 9,5 dB. Am Speisepunkt XX hat der Anschlußwiderstand rund 240 Ω. Diese zentral gespeiste Gruppe weist in der Bemessung für 145 MHz eine Bandbreite von > 15 MHz auf, übersteigt also die Amateurbandbreite von 2 MHz um ein Mehrfaches. Die Verbindungsleitungen zwischen den Ebenen sind überkreuzt, sie sollen an den Kreuzungsstellen gut voneinander isoliert sein. Da es sich um abgestimmte Leitungen mit einer elektrischen Länge von λ/2 handelt, haben Drahtdurchmesser und Drahtabstände keine besondere Bedeutung. Andererseits sollten die Drahtdurchmesser

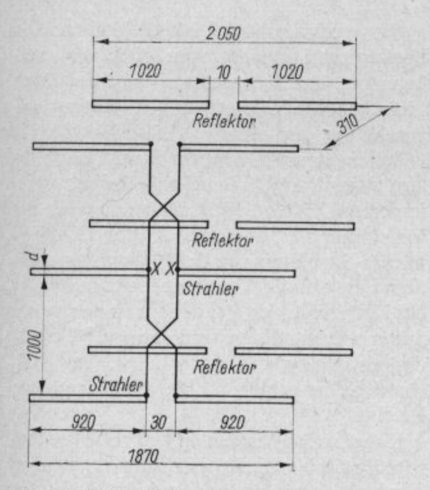


Bild 23.10. Die 12-Element-Gruppenantenne für das 2-m-Band

nicht zu klein sein, weil die Leitungen stehende Wellen führen.

Die angegebenen Elementdurchmesser sind nach Möglichkeit einzuhalten; denn Fußpunktwiderstand und Strahlerlänge von Ganzwellendipolen hängen sehr vom Schlankheitsgrad ab. Die Elemente werden im allgemeinen aus Alurundstäben oder Leichtmetallrohr hergestellt. Elektrisch ergeben sich keine Unterschiede. Die Verbindungsleitungen müssen dann ebenfalls aus Leichtmetalldrähten von 3 bis 6 mm Durchmesser bestehen, da z.B. bei Aluminium-Kupfer-Verbindungen elektrolytische Zersetzungsvorgänge auftreten können. Auf kontaktsichere Verbindungen ist besonders zu achten; sie sind gegen Feuchtigkeit zu sichern (Verlacken, Umwickeln mit Kunststoffolie usw.). Verwendet man Kupferrohr für die gespeisten Elemente, müssen die Verbindungsleitungen ebenfalls aus Kupfer sein. Die Verbindungsleitungen werden mit den Elementen verlötet. Die Reflektoren stellt man immer aus Leichtmetall her.

Im allgemeinen wird eine Welligkeit der Speiseleitung von etwa 1,5 erreicht; durch entsprechendes nachträgliches Verändern der Reflektorabstände könnte man diesen Wert noch verbessern.

Da die Elemente im Spannungsminimum isoliert gehaltert werden sollen, sind hölzerne Tragegestelle elektrisch und auch mechanisch günstig. Zum Bau verwendet man trockene, astfreie und gehobelte Dachlatten aus Fichtenholz. Sie müssen mit

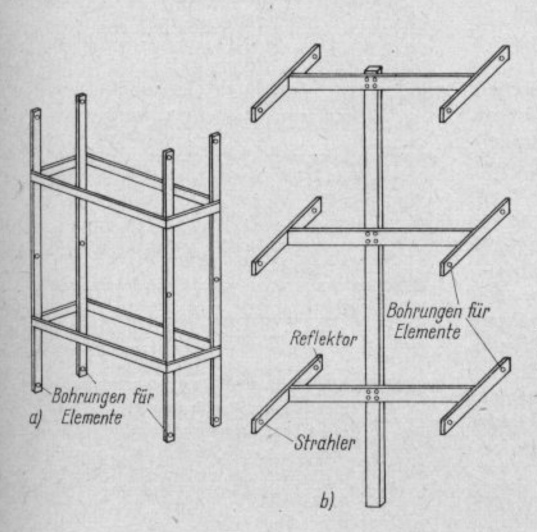


Bild 23.11
Tragegestelle für 12-Element-Gruppenantennen; a – besonders stabiles Gerüst, b – leichtes Gerüst

Xylamon, Karbolineum, Leinöl o.ä. gut imprägniert sein. 2 Ausführungsbeispiele zeigt Bild 23.11.

Unter Beachtung der in Abschnitt 23.1. gegebenen Hinweise über aufgeteilte Gruppenantennen können mehrere solcher »12er-Gruppen« zu größeren Gebilden kombiniert und über angepaßte Leitungen gespeist werden.

Mechanische und elektrische Angaben zu Bild 23.10.

Elementdurchmesser d = 6 bis 10 mm
Durchmesser der Verbindungsleitungen etwa 3 mm (unkritisch)
Antennenhöhe rund 2000 mm = 1λ
Speisepunktwiderstand XX = 240 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 9,5 dB
Rückdämpfung etwa 14 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 60°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 50°

23.4.2. Die 16-Element-Gruppenantenne

Fügt man den 3 Ebenen der »12er-Gruppe« eine weitere Etage hinzu, so entsteht die 16-Element-Gruppenantenne (Bild 23.12.). Bei unveränderter horizontaler Strahlbreite wird der vertikale Öffnungswinkel noch geringer. Der Gewinn steigt dabei um etwa 1 dB auf rund 10,5 dB.

Die Verbindungsleitung A–B zwischen der 2. und 3. Ebene wird nicht überkreuzt und bildet die bereits bekannte Parallelschaltung zweier Viertelwellentransformatoren. Ihre Bemessung ist kritisch, da sie bei XX die Anpassung zwischen Strahlersystem und Speiseleitung herstellen soll. Wird der Widerstand im Speisepunkt XX wie üblich mit 240 Ω bemessen, so besteht die Verbindungsleitung A–B aus Drähten oder Rohren, deren Durchmesser sich zum gegenseitigen Abstand – von Drahtmitte zu Drahtmitte gemessen – wie 1:18 verhält. Bei einem Drahtdurchmesser von 3 mm würde demnach dieser Abstand 54 mm betragen.

Soll mit einem 60-Ω-Koaxialkabel gespeist werden, gibt es 2 Möglichkeiten: Die Speisepunktimpedanz von 240 Ω wird beibehalten, das Koaxialkabel ist in diesem Fall über eine Halbwellenumwegleitung anzuschließen (s. Abschn. 7.5.). Bei der 2. Möglichkeit transformiert bereits die Verbindungsleitung A–B auf eine Speisepunktimpedanz XX von 60 Ω. Dabei muß für die Verbindungsleitung ein Abstand/Durchmesser-Verhältnis von 3:1 eingehalten werden. Obwohl die Kabelimpedanz nunmehr bei XX vorhanden ist, muß man noch eine Symmetriewandlung mit einem Viertelwellensperrtopf o.ä. vornehmen. Der Aufwand ist in beiden Fällen annähernd der gleiche.

Kabel und Symmetrierglied sollen rechtwinklig zur Verbindungsleitung weggeführt werden, damit keine Beeinflussung des Wellenwiderstandes der Transformations-

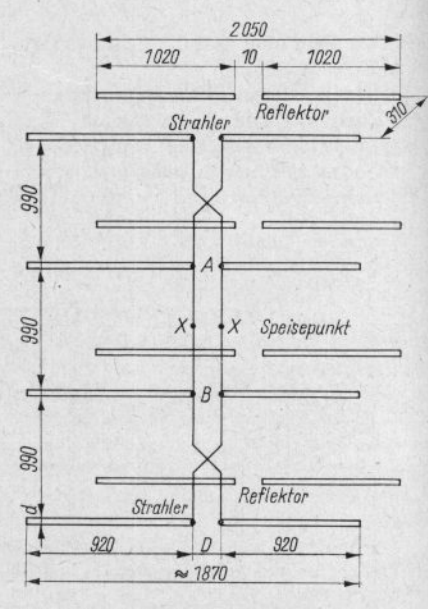


Bild 23.12. Die 16-Element-Gruppenantenne; Bemessung der Verbindungsleitung A–B siehe Text, Durchmesser *d* für alle Elemente = 10 mm, Breite der Trennstelle D ergibt sich aus der Bemessung der Leitung A–B

leitung A–B auftritt. Die bei der 12-Element-Gruppenantenne angeführten mechanischen Daten haben sinngemäß auch für die »16er-Gruppe« Gültigkeit. Ein Beispiel für den Aufbau von 16-Element-Gruppenstrahlern gibt Bild 23.13.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 10 mm (6 bis 12 mm möglich)
Durchmesser der überkreuzten Verbindungsleitungen 3 mm (unkritisch)
Leitung A–B: Verhältnis Durchmesser/Abstand 1:18, z.B. 3 mm:54 mm (kritisch)
Antennenhöhe rund 3000 mm
Fußpunktwiderstand 240 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 10,5 dB
Rückdämpfung etwa 14 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 60°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 42°

Gruppenantennen lassen sich in den vielfältigsten Abwandlungen herstellen und speisen. Die beiden Beispiele in Verbindung mit den vorhergehenden theoretischen Erläuterungen geben dem Leser genügend Anregung zu eigenen Konstruktionen. Dazu abschließend noch einige Hinweise.

In den Beispielen wurde der Ebenenabstand jeweils mit $\lambda/2$ bemessen, weil der Abstand durch die gewählten Halbwellenverbindungsleitungen bereits vorgegeben war. Größtmöglicher Antennengewinn tritt jedoch auf, wenn die Distanz zwischen 2 parallelen Halbwellen- oder Ganzwellendipolen etwa 0,65λ beträgt. Dieser Optimalabstand ändert sich bei der Anzahl der Ebenen wie folgt:

2 Ebenen – 0,65λ Abstand
3 Ebenen – 0,75λ Abstand
4 Ebenen – 0,80λ Abstand
5 Ebenen – 0,83λ Abstand
6 Ebenen – 0,86λ Abstand
8 Ebenen – 0,90λ Abstand

Es handelt sich dabei um Näherungswerte. Diese günstigsten Etagenabstände werden mit Ganzwellenverbindungsleitungen erreicht. Da der Abstand der Ebenen jedoch immer kleiner als 1λ ist, wird die Ganzwellenleitung über einen Umweg geführt, der den Längenüberschuß ausgleicht. Bild 23.14. zeigt 2 Ausführungsbeispiele. Die Methode nach Bild 23.14.a hat kleine Vorteile gegenüber b, da die Zweidrahtleitung jeweils bei $\lambda/4$ – also im Spannungsminimum – befestigt ist. Es werden daher nur kurze Stützisolatoren verwendet, an deren Güte keine besonderen Anforderungen zu stellen sind. In der Ausführung nach Bild 23.14. b wird die Leitung bei $\lambda/2$ – also im Spannungsmaximum – gestützt. Es sind deshalb hochwertige Stützisolatoren erforderlich. Bei der Ganzwellenleitung ist der Verkürzungsfaktor zu berücksichtigen. Er beträgt bei luftisolierten Paralleldrahtleitungen 0,975, bei dickeren Parallelrohrleitungen mit Luftdielektrikum 0,95. Es können auch UKW-Bandleitungen, symmetrische Schlauchleitungen und abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitungen verwendet werden. Ihre Verkürzungsfaktoren ermöglichen es, die um den Verkürzungsfaktor verkleinerte Ganzwellenleitung ohne Umwege zu verlegen (V zwischen 0,65 und 0,85 je nach Kabelart). Im Gegensatz zur Halbwellenverbindungsleitung darf die Ganzwellenleitung bei phasengleicher Erregung der Ebenen nicht überkreuzt werden.

Stockt man Halbwellendipole übereinander, so verringert sich ihr Fußpunktwiderstand und erreicht einen Minimalwert bei optimalem Etagenabstand. Ganzwellendipole, aus denen Gruppenantennen im allgemeinen bestehen, verhalten sich umgekehrt; bei ihnen fällt der günstigste Stokkungsabstand mit einer Erhöhung des Fußpunktwiderstandes zusammen.

Bild 23.15. zeigt als Beispiel einige mustegültig aufgebaute Gruppenantennen von Amateuren.

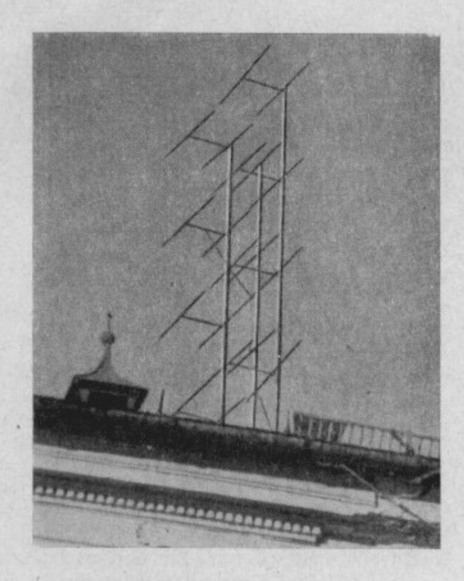


Bild 23.13. Die 16-Element-Gruppenantenne von *OE2JG*

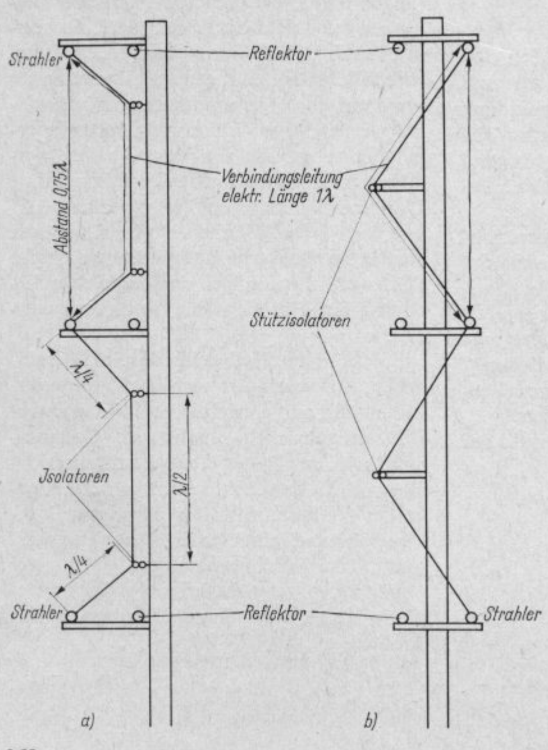
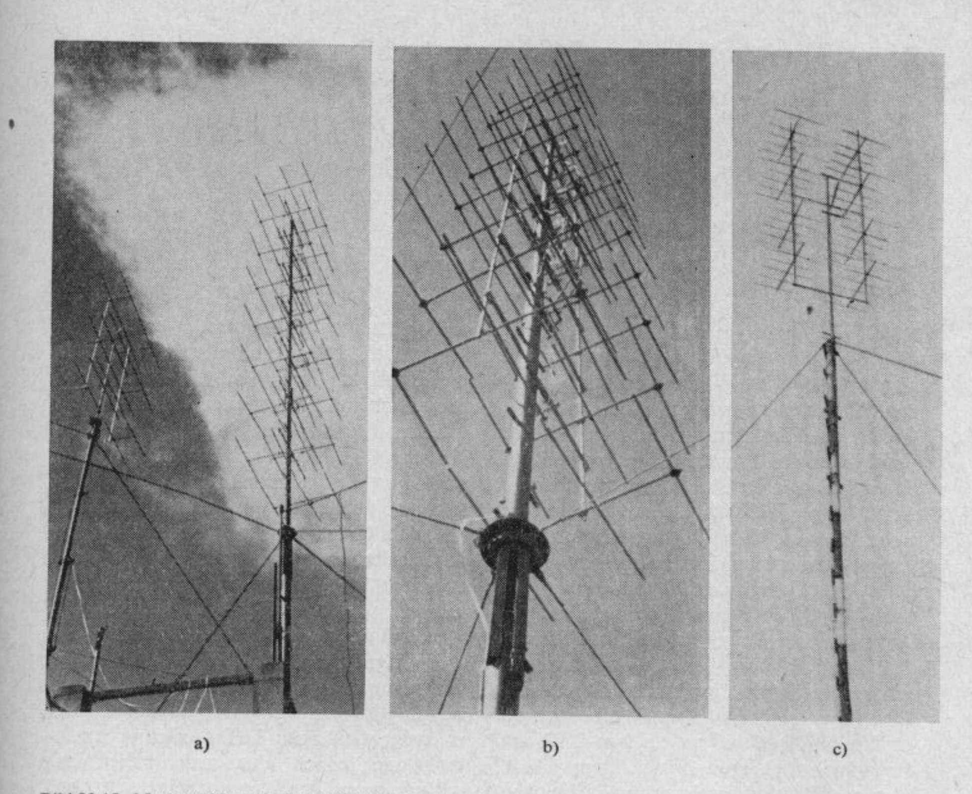


Bild 23.14
Die Ganzwellenleitung zur Herstellung optimaler Etagenabstände; a und b – Konstruktionsbeispiele



a) b) c)

Bild 23.15. Mustergültig aufgebaute Gruppenantennen;

a – 48-Element-Gruppenantenne von *DL6MH*, links daneben 12-Element-Gruppe,
b – 48-Element-Gruppenantenne von *DL6MH*,
c – 48-Element-Gruppenantenne von *DJ3EA*

24. *Yagi*-Antennen und Gruppenstrahler für das 70-cm-Amateurband

Im UHF-Bereich, in dem den Amateuren das 70-cm-Band zur Verfügung steht, wird allgemein die Lang-*Yagi*-Bauform bevorzugt. Die immer noch geringe Anzahl von erreichbaren Amateurstationen auf diesem Band lohnt den Einsatz besonders komplizierter Antennensysteme im allgemeinen nicht. Man greift deshalb am liebsten zu einer Antenne, die bei geringstem mechanischem Aufwand maximalen Gewinn abgibt. Diese Forderungen erfüllt am besten die Lang-*Yagi*. Der Einwand des sehr kleinen horizontalen Öffnungswinkels hat für die Betriebsabwicklung im 70-cm-Amateurverkehr kaum eine praktische Bedeutung, denn die meisten 70-cm-Verbindungen werden im Anschluß an ein 2-m-QSO mit der gleichen Gegenstation abgewickelt. Man kennt deshalb meist schon Rufzeichen und Standort des 70-cm-Partners und kann die Antenne entsprechend ausrichten. Praktisch jeder 70-cm-Amateur arbeitet auch im wesentlich dichter besetzten 2-m-Band und benutzt dieses zur Vorbereitung von 70-cm-Verbindungen.

Beim 70-cm-Nahverkehr kommt man auch mit kurzen *Yagi*-Antennen aus. Wer schließlich die Antenne nicht so häufig drehen will, findet in der Gruppenantenne eine brauchbare Strahlerform.

Im UHF-Bereich steigen die frequenzabhängigen Verluste stark an. Der Einsatz von Isolatoren – auch hochwertigen – sollte nach Möglichkeit umgangen werden; Luft ist immer noch der verlustärmste Isolator für diese Zwecke. Die Speiseleitung bemesse man so kurz wie möglich! UKW-Bandleitung kann bestenfalls beim vorübergehenden Portablebetrieb als kurze »Schönwetterleitung« befürwortet werden. Für stationäre Anlagen kommt nur bestes Koaxialkabel in Frage (möglichst mit luftraumreichem Dielektrikum).

Beim mechanischen Aufbau von UHF-Antennen ist besonders darauf zu achten, daß keine Feldverzerrungen auftreten. Sie können durch unzweckmäßig montierte Metallteile entstehen. Insbesondere trifft das für den Antennenmast zu. Er darf nicht zwischen den Elementen hindurchragen und auch nicht seitlich versetzt zum Elementeträger stehen. Diese beiden Fehler sind als negatives Beispiel in Bild 24.1.a wiedergegeben. Eine solche Befestigungsart ist im VHF-Bereich durchaus üblich und zulässig; bei einer UHF-Antenne verursacht sie jedoch eine wesentliche Verschlechterung der Antenneneigenschaften. Kurze 70-cm-*Yagis* können auf einem relativ dünnen Standrohr direkt befestigt werden, wenn man dafür sorgt, daß der Elementeträger unmittelbar auf der Spitze des Antennenmastes sitzt und nicht seitlich versetzt ist. Längere *Yagis* befestigt man über einen Unterzug, wie Bild 24.1.b zeigt. Auch in diesem Fall müssen Unterzug und Boom an der Befestigungsstelle vertikal fluchten. Die günstigsten elektrischen Verhältnisse bestehen, wenn die UHF-Antenne nach Bild 24.1.c in ihrer Gesamtheit vor dem Standrohr befestigt wird. 70-cm-*Yagis* werden grundsätzlich in Ganzmetallbauweise hergestellt. Das ist bei den nachfolgend aufgeführten Bemessungsangaben berücksichtigt. Wenn nicht anders angegeben, kann der Durchmesser des Elementeträgers zwischen 15 und 25 mm betragen. Alle Daten werden in mm angegeben.

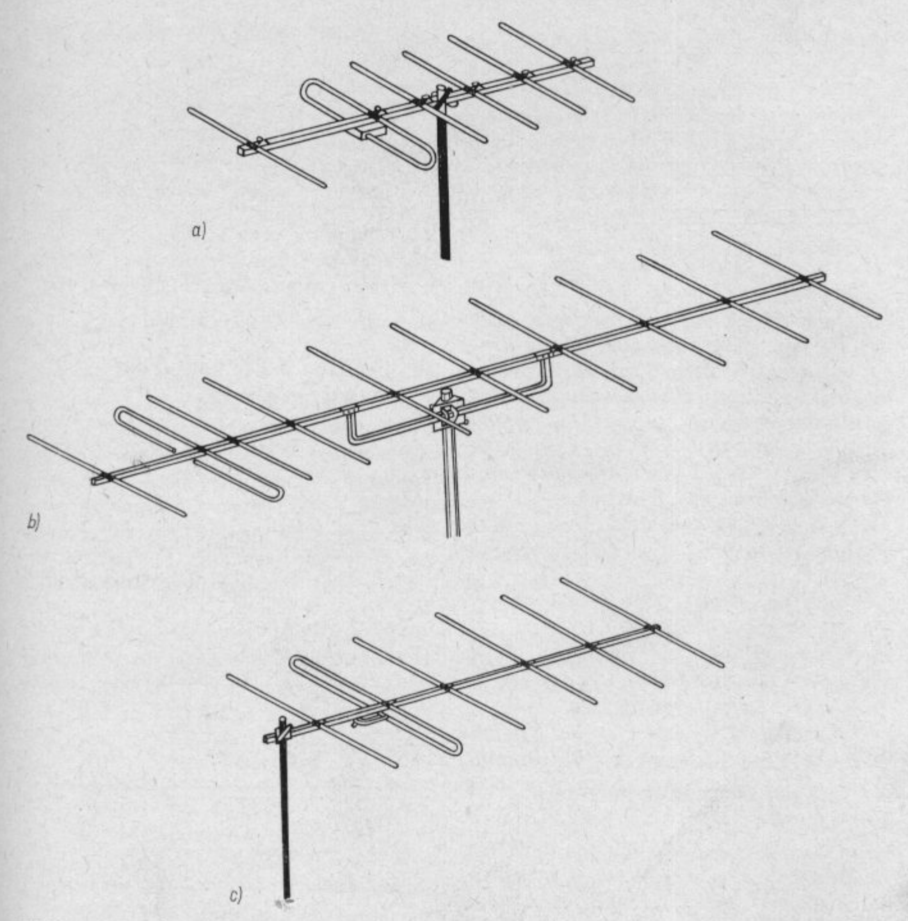


Bild 24.1. Die Befestigung von UHF-Antennen am Standrohr; a – falsche Befestigung, Standrohr ragt zwischen Elementen hindurch und ist seitlich versetzt, b – günstige Lösung, Befestigung über Unterzug, c – beste Lösung, Antenne vor dem Standrohr

24.1. Eine 4-Element-*Yagi*-Antenne mit großer Bandbreite

Innerhalb eines Frequenzbereiches von etwa 400 MHz bis 470 MHz ist die 4-Element-*Yagi* nach Bild 24.2. brauchbar. Sie hat einen Fußpunktwiderstand von annähernd 240 Ω und sollte aus bereits erwähnten Gründen über eine Halbwellenumwegleitung (s. Abschn. 7.5.) mit Koaxialkabel gespeist werden. Verwendet man für die Herstellung dieser Umwegleitung das übliche Koaxialkabel mit dem Verkürzungsfaktor 0,66, so beträgt die geometrische Länge der Leitung 228 mm. Benutzt man dagegen besonders verlustarmes Koaxialkabel mit luftraumreichem Dielektrikum (z.B. Typ *60-7-3*), so liegt der Verkürzungsfaktor bei etwa 0,77, und die geo-

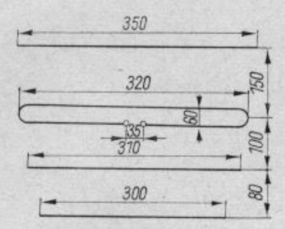


Bild 24.2. 4-Element-Breitband-*Yagi* für 435 MHz

metrische Länge der Umwegleitung muß mit 266 mm bemessen werden. Eine Einengung der Bandbreite durch die Umwegleitung ist in diesem Frequenzbereich nicht zu befürchten.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 4 bis 8 mm
Antennenlänge 335 mm
Fußpunktwiderstand etwa 240 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 6,5 dB
Rückdämpfung etwa 14 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 60°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 100°

24.2. Die 4-Element-*Yagi*-Antenne mit Gamma-Anpassung

Diese 70-cm-Antenne ist für den direkten Anschluß eines Koaxialkabels bestimmt; durch die verwendete Gamma-Anpassung ergibt sich bereits ein unsymmetrischer Speisepunkt. Der Trimmer (Maximalkapazität etwa 6 pF) liegt mit dem Kabelinnenleiter in Reihe, er dient – wie bereits ausgeführt – zur Kompensation des induktiven Blindanteils, der durch die Gamma-Anpassung eingebracht wird. Diese Antenne wird besonders für den Portablebetrieb empfohlen (Bild 24.3.).

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 8 mm
Durchmesser Elementeträger 15 mm
Leiterdurchmesser für Gamma-Anpassung 2 mm CuAg
Fußpunktwiderstand 50 bis 60 Ω unsymmetrisch
Antennenlänge 365 mm
Kabelanschlüsse: Innenleiter in Serie mit Trimmer
Außenleiter an Erdungspunkt in Elementmitte
Gewinn etwa 6,5 dB
Rückdämpfung etwa 14 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 60°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 100°

24.3. Eine 6-Element-*Yagi* für 435 MHz

Diese 6-Element-Antenne kann als der Übergang zur Lang-*Yagi*-Bauweise betrachtet werden. Bei einem Gewinn von rund 9 dB stehen Aufwand und Leistung in einem sehr günstigen Verhältnis. Für stationären Betrieb wird Speisung über Koaxialkabel

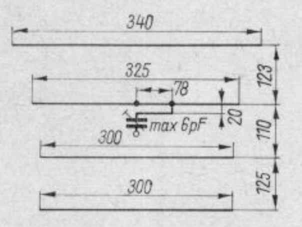


Bild 24.3. 4-Element-*Yagi* mit Gamma-Anpassung

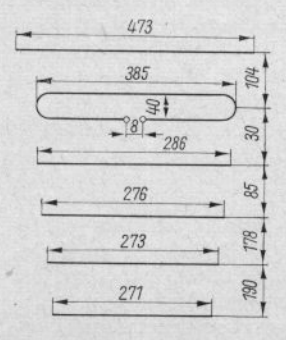


Bild 24.4. 6-Element-*Yagi* für das 70-cm-Band

empfohlen. Zu diesem Zweck muß eine Halbwellenumwegleitung an den Speisepunkt angeschlossen werden, wie in Abschnitt 24.1. beschrieben. Bemessungsschema siehe Bild 24.4.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 6 bis 10 mm
Antennenlänge 590 mm
Ausführung des gespeisten Elementes siehe Bild 24.7. b
Fußpunktwiderstand etwa 240 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 9 dB
Rückdämpfung etwa 15 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 50°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 63°

24.4. Die 9-Element-Lang-*Yagi*-Antenne

Bild 24.5. zeigt das Aufbauschema dieser Lang-*Yagi*, deren Antennenlänge knapp 2λ erreicht. Es handelt sich um eine relativ schmalbandige Ausführung, die jedoch mit Sicherheit über die Breite des in Europa benutzten 70-cm-Amateurbandes ohne Gewinnabfall brauchbar ist.

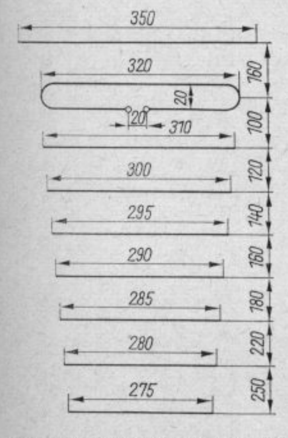


Bild 24.5. 9-Element-Lang-*Yagi* für das 70-cm-Band

In diesem Zusammenhang soll erwähnt werden, daß das 70-cm-Band von den Amateuren im allgemeinen nur im Bereich zwischen 432 und 436 MHz, seltener bis 438 MHz besetzt wird. Das ergibt sich einerseits aus der regionalen Bandaufteilung, die nach internationalen Abmachungen (Genfer Beschlüsse 1959) für die Region 1 (Europa, asiatische UdSSR, Afrika) nur den Bereich zwischen 430 und 440 MHz zuläßt. Andererseits wird die Sendefrequenz im 70-cm-Band fast immer aus der Frequenzverdreifachung eines 2-m-Senders abgeleitet. Da in der Region 1 für das 2-m-Band ebenfalls nur 144 bis 146 MHz zugelassen sind, ergibt sich praktisch für das 70-cm-Band ein Arbeitsbereich von 432 bis 438 MHz. Daraus geht hervor, daß man für den Gebrauch im 70-cm-Band auf besonders breitbandige Antennen verzichten kann.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 4 bis 6 mm
Antennenlänge 1335 mm
Fußpunktwiderstand etwa 240 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 11,5 dB
Rückdämpfung etwa 19 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 44 °
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 48°

24.5. Die 15-Element-Lang-*Yagi* nach DLØSZ

Diese in Bild 24.6. dargestellt Lang-*Yagi* ist – bezogen auf 435 MHz – 4,35λ lang, der Antennengewinn wurde mit 15,2 dB gemessen. Die Anpassung des zur Speisung vorgesehenen Koaxialkabels erfolgt über ein vereinfachtes Gamma-Glied (s. Teilzeichnung 24.6. b). Obwohl die Originalausführung für ein Speisekabel mit 52 Ω Wellenwiderstand ausgelegt ist, läßt sich ohne jede Änderung auch ein handelsübliches 60-Ω-Koaxialkabel verwenden, da der Trimmer am Gamma-Glied (Kapazitätsvariation 1 ··· 8 pF) die exakte Anpas-

sung ermöglicht. Dieser Trimmer sollte durch ein regendichtes Kunststoffgehäuse geschützt werden.

Der Außenschutzmantel des Speisekabels ist am Kabelende über eine Länge von 15 mm zu entfernen. Den freiliegenden Kabelaußenleiter umwickelt und verlötet man mit einem 1 mm dicken versilberten Kupferdraht, der mit dem geerdeten Mittelpunkt des Elementes stabil und kontaktsicher verbunden wird. Der Kabelinnenleiter führt zum Trimmer. Alle Verbindungen sind gut zu verlöten und einschließlich des Kabelendes vor eindringender Feuchtigkeit zu schützen.

Sämtliche Direktoren haben eine einheitliche Länge von 300 mm und bestehen aus Dural-Rundstäben von 4 mm Durchmesser. Der knapp 3 m lange Elementeträger ist ein stabiles Metallrohr von 10 mm Durchmesser (Dural oder Stahlrohr), das entsprechende Bohrungen für die Aufnahme der Elemente enthält.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser gespeistes Element und Reflektor 6 mm, Direktoren 4 mm
Elementeträger 10 mm Durchmesser
Antennenlänge 2920 mm
Fußpunktwiderstand 50 bis 60 Ω unsymmetrisch
Gewinn etwa 15 dB
Rückdämpfung etwa 22 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 28°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 30°

24.6. Die 18-Element-Breitband-Lang-*Yagi*

Diese nach modernen Prinzipien konstruierte Lang-*Yagi* beweist, daß sich auch bei großer Bandbreite optimaler Gewinn und trotz vieler Elemente Fußpunktwiderstände von nahezu 240 Ω erreichen lassen. Mit diesen neuzeitlichen Strahlern wird der Funkamateur zum Nutznießer richtungweisender Entwicklungsarbeiten der Antennenindustrie, die solche Konstruktionen

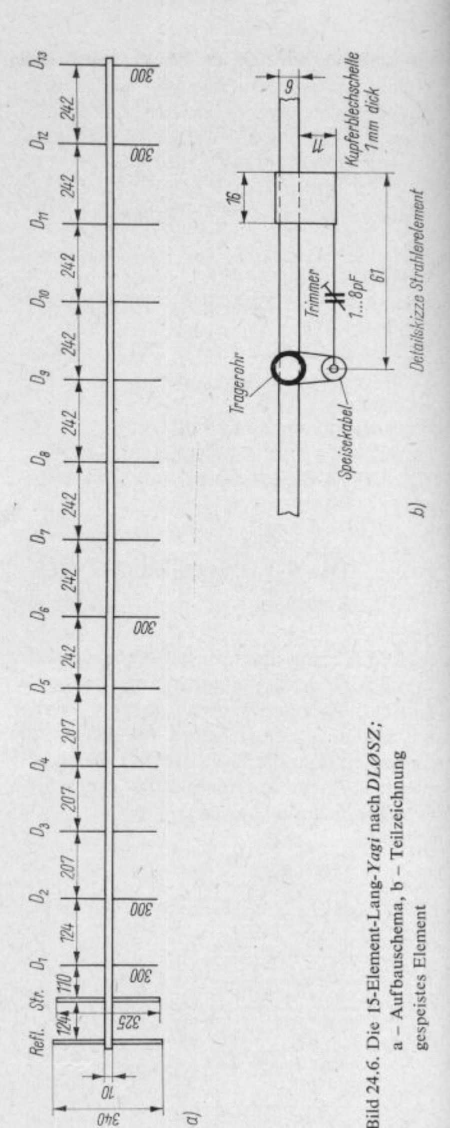


Bild 24.6. Die 15-Element-Lang-*Yagi* nach ***DLØSZ;***
a – Aufbauschema, b – Teilzeichnung gespeistes Element

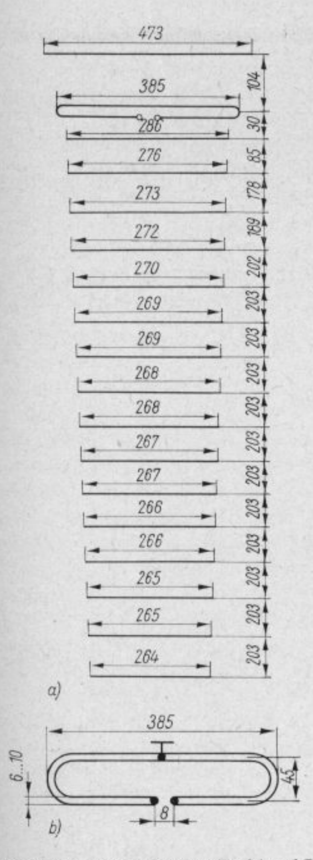


Bild 24.7. Die 18-Element-Breitband-Lang-*Yagi* für 70 cm; a – Aufbauschema, b – Teilzeichnung gespeistes Element

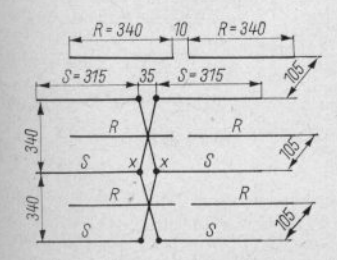


Bild 24.8. Die 12-Element-Gruppenantenne für das 70-cm-Band

bei der Herstellung von Fernsehantennen anwendet. Obwohl für den Amateurbedarf große Bandbreiten nicht gefordert werden, bedeuten sie auch keinen Nachteil, wenn man – wie im vorliegenden Fall – optimalen Gewinn erzielt.

In Bild 24.7. werden alle erforderlichen Abmessungen für diese empfehlenswerte Antenne aufgeführt. Eine Verkürzung bzw. Verminderung der Elementeanzahl innerhalb des Wellenleitersystems (s. Bild 22.6.) ist ohne weiteres möglich, der Fußpunktwiderstand verändert sich dabei nicht. Erregerzentrum und Übergangszone reichen bis zu Direktor 3. Man kann also – vom äußersten Direktor ausgehend – beliebig viele Direktoren des Wellenleitersystems weglassen. Dabei fällt lediglich der Gewinn des Systems entsprechend ab, und die Öffnungswinkel werden damit zwangsläufig größer.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 6 bis 10 mm
Antennenlänge 3030 mm
Fußpunktwiderstand etwa 240 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 16 dB
Rückdämpfung etwa 24 dB
Öffnungswinkel horizontal (α_E) ≈ 25°
Öffnungswinkel vertikal (α_H) ≈ 25°
Speisung über Koaxialkabel mit Halbwellenumwegleitung wird dringend empfohlen.

24.7. Der 12-Element-Gruppenstrahler für 70 cm

Auch Gruppenantennen können im 70-cm-Band mit Erfolg verwendet werden. In diesem Frequenzbereich beträgt die Bandbreite eines Gruppenstrahlers etwa 50 MHz. Allerdings findet man diese Antennenform im UHF-Bereich auf Grund des relativ großen mechanischen Aufwandes selten.

Grundsätzlich muß man beachten, daß am Speisepunkt bzw. an den Anschluß-

punkten der Verbindungsleitungen keinerlei Isoliermaterialien verwendet werden sollen (Spannungsmaximum!). Es ist unbedingt reine Luftisolation vorzusehen. Außerdem muß die Gruppe *vor* den beiden Vertikalträgern angeordnet sein (sinngemäß nach Bild 24.1.c). Bild 24.8. gibt die mechanischen Abmessungen eines 12-Element-Gruppenstrahlers wieder. Die Ausführungen in Abschnitt 23. haben sinngemäß auch für UHF-Gruppen Gültigkeit.

Mechanische und elektrische Angaben

Elementdurchmesser 3 bis 5 mm
Durchmesser der Verbindungsleitungen 1 bis 3 mm (nicht kritisch)
Antennenhöhe 680 mm
Speisepunktwiderstand XX etwa 240 Ω symmetrisch
Gewinn etwa 9,5 dB
Rückdämpfung etwa 14 dB
Horizontaler Öffnungswinkel (α_E) ≈ 60°
Vertikaler Öffnungswinkel (α_H) ≈ 50°

25. Rundstrahlantennen für VHF und UHF

In einigen Fällen sind Rundstrahler erwünscht, das heißt Antennen, die in der Horizontalebene ein annähernd kreisförmiges Richtdiagramm aufweisen.

Es ist nicht schwierig, einen UKW-Rundstrahler mit vertikaler Polarisation herzustellen, da jeder senkrecht aufgestellte Halbwellendipol quer zu seiner Achse – also in der Horizontalebene – rund strahlt. Diese vertikal polarisierten Rundstrahler werden häufig im Verkehrsfunk und bei sonstigen ortsveränderlichen Funkstellen benutzt. Auch manche 2-m-Ortsrunden arbeiten der Einfachheit halber mit senkrecht polarisierten Antennen, obwohl im UKW-Amateurverkehr fast immer die horizontale Polarisation angewendet wird.

Es ist sehr schwierig und für den Amateur praktisch unmöglich, eine horizontal polarisierte Antenne mit exakt kreisförmigem Horizontaldiagramm zu konstruieren. Die ideale Kreischarakteristik wird meistens auch nicht gefordert, und man bezeichnet im allgemeinen jede Antenne als Rundstrahler, die nach allen Richtungen der Horizontalebene mehr oder weniger gut abstrahlt, wobei das Horizontaldiagramm keine ausgeprägten Nullstellen oder Strahlungsmaxima enthalten darf.

25.1. Vertikal polarisierte UKW-Rundstrahler

Wenn auch senkrecht aufgestellte Halbwellendipole oder Schleifendipole sowie Groundplane-Antennen theoretisch ein gutes Kreisdiagramm in der Horizontalebene liefern, ist mit diesen Bauformen im UKW-Gebiet nicht in allen Fällen der gewünschte Wirkungsgrad zu erzielen. Das trifft insbesondere für zentralgespeiste Dipole zu, bei denen die Speiseleitung waagrecht vom Speisepunkt weggeführt werden soll. Dabei stört die Speiseleitung die Abstrahlungseigenschaften, und es wird mit steigender Frequenz immer schwieriger, das Speisekabel stoßstellenfrei an den Strahler anzupassen. Durch Unsymmetrie können sich außerdem Mantelwellen auf einem koaxialen Speisekabel ausbilden, die Strahlungsverluste verursachen und im allgemeinen den vertikalen Erhebungswinkel nach oben drücken. Erwünscht ist aber eine »flache« Abstrahlung, d.h., die Hauptstrahlung soll möglichst rechtwinklig von der Strahlerachse ausgehen. Das Kriterium vertikal polarisierter Strahler liegt somit in der Art der Speisung. Es wurden deshalb Antennenformen entwickelt, die so gespeist werden, daß sich gute Anpassung und einwandfreie Symmetrierung ohne großen Aufwand erreichen läßt. Die Speisung erfolgt dabei grundsätzlich über Koaxialkabel.

25.1.1. Die Koaxialantenne

Diese Antenne (Bild 25.1.) eignet sich sehr gut als vertikal polarisierter Rundstrahler für *Mobilestationen* (Fahrzeugstationen). Es ist die UKW-Ausführung der in Abschnitt 19.4.2.1.1. besprochenen Sleeve-Antenne (s. Bild 19.24.).

Von einem 60-Ω-Koaxialkabel mit möglichst dickem Innenleiter (z.B. Typ *60-10-2*, Innenleiter 2,26 mm Durchmesser) entfernt man auf eine Länge von elektrisch $\lambda/4$ (etwa $\lambda/4 \cdot 0{,}97$) Außenmantel, Außenleiter und

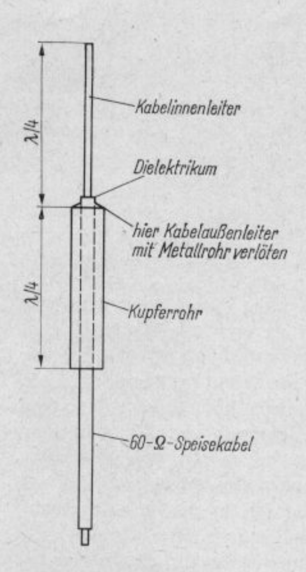


Bild 25.1. Die Koaxialantenne

Dielektrikum, so daß nur der blanke Innenleiter stehenbleibt. Nun wird ein ebenfalls elektrisch $\lambda/4$ langes Kupfer- oder Messingrohr über das Koaxialkabel geschoben und, wie Bild 25.1. zeigt, mit dem Außenleiter des Kabels verlötet. Der Verkürzungsfaktor dieses Rohres kann mit 0,95 gewählt werden, weil das Koaxialkabel eine größere kapazitive Endbelastung bewirkt. Der Durchmesser des Rohres ist beliebig, seine lichte Weite muß lediglich so groß sein, daß sich das Rohr über den Außenschutzmantel des Kabels schieben läßt.

Es handelt sich im Prinzip um einen senkrecht stehenden Halbwellendipol, dessen unterer $\lambda/4$-Abschnitt gleichzeitig als Viertelwellensperrtopf zur Herstellung der Symmetrie ausgebildet ist. Anpassung und Symmetrierung sind nahezu ideal; deshalb zeichnet sich die Koaxialantenne durch flache Abstrahlung und exakte Rundcharakteristik aus.

Bei stärkerer mechanischer Beanspruchung, wie sie beim Fahrzeugbetrieb meist gegeben ist, empfiehlt es sich, das $\lambda/4$ lange freie Innenleiterstück durch den elastischen Metallstab einer Autoantenne oder durch ähnliches geeignetes Material zu ersetzen.

25.1.2. Der $^5/_8$-λ-Strahler

Verlängert man eine vertikal polarisierte Stabantenne über eine Länge von $\lambda/2$ hinaus, entsteht im Vertikaldiagramm eine 2. Keule steiler Abstrahlung. Gleichzeitig wächst auch der Hauptstrahlungslappen, der unter flachem Winkel abgestrahlt wird. Wie aus Bild 19.7. d hervorgeht, erreicht die Flachstrahlung bei einer Strahlerlänge von $^5/_8\lambda$ ein Maximum. Bei weiterer Verlängerung fällt der Anteil der Flachstrahlung wieder ab, und die Steilstrahlung vergrößert sich. Ein $^5/_8\lambda$ langer Vertikalstrahler weist den niedrigsten vertikalen Erhebungswinkel auf, der mit einer einfachen Vertikalantenne erreichbar ist. Da gleichzeitig der vertikale Öffnungswinkel gegenüber dem eines senkrechten Halbwellenstrahlers verkleinert wird, tritt ein Antennengewinn von 3 dB auf (s. Bild 19.7. c und d).

Allerdings ist $^5/_8\lambda$ keine resonante Länge. Deshalb muß der $^5/_8$-λ-Strahler durch eine eingeschaltete Induktivität auf eine elektrische Länge von $^3/_4\lambda$ verlängert werden. Das an der Ganzwellenresonanz fehlende letzte $\lambda/4$ wird durch Radials gebildet, wie sie auch bei der Groundplane üblich sind.

Bild 25.2. zeigt das Schema eines $^5/_8$-λ-Strahlers für das 2-m-Band. Die Gesamtlänge des Vertikalteils beträgt 1215 mm, die 4 Radials sind je 490 mm lang. Die Verlängerungsspule trägt 11 Wdg. eines 1,6 mm dicken Drahtes; der Spulenkörper wird mit einem Durchmesser von $^1/_4$ Zoll (6,35 mm) angegeben. Auf diesem sind die 11 Wdg. über eine Länge von 38 mm gleichmäßig zu verteilen.

Veränderungen der Resonanzfrequenz erzielt man durch Verschieben der Windungen. Darüber hinaus können größere Resonanzänderungen durch Hinzufügen oder Wegnehmen einer Windung herbeigeführt werden. Als Trägermaterial für den Antennenleiter ist eine Angelrute aus glasfaserverstärktem Polyesterharz besonders

zu empfehlen; auf dieser einen Rute läßt sich die Verlängerungsspule direkt aufwickeln. Alle Abmessungen für das 2-m-Band gehen aus Bild 25.2. hervor. Auch diese Antenne ist für den Mobilebetrieb besonders geeignet.

25.1.3. Der Discone-Breitband-Rundstrahler

Ein weiterer vertikal polarisierter Rundstrahler, der bezüglich seiner Speisung viel Ähnlichkeit mit der Koaxialantenne hat und sich durch besondere Breitbandigkeit auszeichnet, ist die ***Discone-Antenne*** (Bild 25.3.); die englische Wortverbindung kennzeichnet die äußere Erscheinungsform (engl.: disk = Scheibe [Diskus]; engl.: cone = Kegel).

Gegenüber einem Normaldipol beträgt der »Gewinn« dieser Antenne durch ihre geringe effektive Höhe minus 3 dB. Dieser Verlust wird meist als tragbar angesehen,

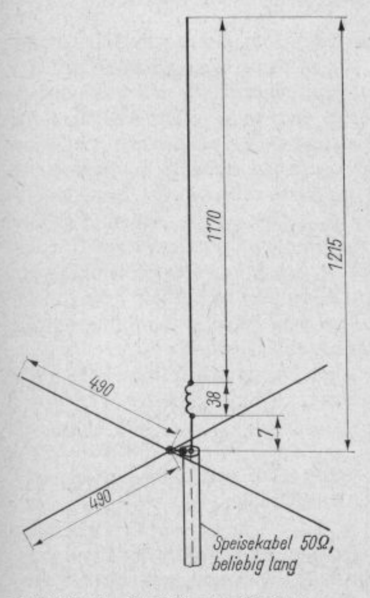


Bild 25.2. Der $^5/_8$-λ-Strahler für 2 m

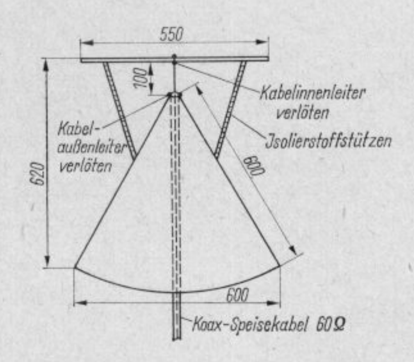


Bild 25.3. Die Discone-Antenne

wenn man berücksichtigt, daß die Discone eine außerordentlich große Bandbreite aufweist. Der in Bild 25.3. dargestellte Discone-Strahler wird direkt über 60-Ω-Koaxialkabel gespeist, die Bandbreite reicht mit den angegebenen Abmessungen von rund 85 MHz bis etwa 500 MHz.

Der Kegel besteht aus einem trichterförmig gebogenen Kupferblech; es kann jedoch auch jede andere, möglichst lötbare Blechsorte verwendet werden. Die Kreisscheibe wird ebenfalls aus beliebigem Blech angefertigt. Die Blechstärke ist elektrisch ohne Bedeutung. Das Speisekabel führt man von unten durch die Kegelöffnung und verlötet dessen Außenleiter mit der Kegelspitze. Der Kabelinnenleiter wird 100 mm von der Kegelspitze entfernt mit der waagrechten Kreisscheibe an deren Mittelpunkt verbunden. Es ist erforderlich, die Kreisscheibe durch geeignete Isolatoren mechanisch abzustützen.

Soll die Discone für andere Frequenzbereiche als im Beispiel (Bild 25.3.) angegeben ausgeführt werden, wählt man die Abmessungen D nach Bild 25.4. mit $^1/_4$ der größten Betriebswellenlänge, während das diskusförmige Oberteil mit einem Durchmesser von 0,7 D zu bemessen ist. Unter diesen Bedingungen darf mit einer Bandbreite im Frequenzverhältnis 1:8 gerechnet werden. Die Abmessungen für D in Abhängigkeit von der niedrigsten Betriebsfrequenz

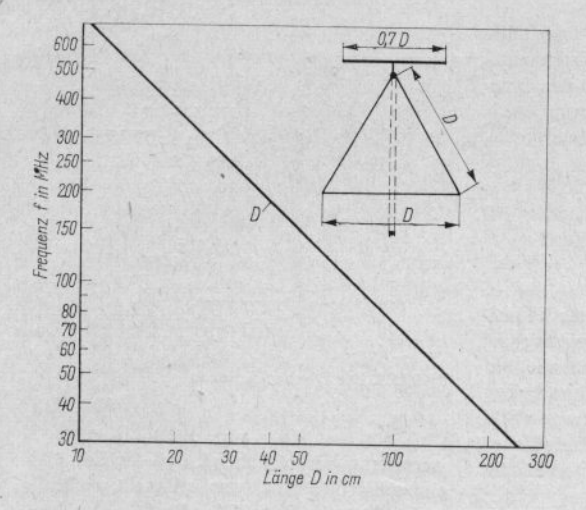


Bild 25.4
Diagramm zur Ermittlung der Abmessung D von Discone-Strahlern in Abhängigkeit von der niedrigsten Betriebsfrequenz f in MHz

sind aus dem Diagramm (Bild 25.4.) zu entnehmen.

Die Grenzfrequenz der Antenne liegt etwa 20% niedriger als die Bemessungsfrequenz. Von dieser unteren Grenzfrequenz ab steigt das Stehwellenverhältnis auf dem Speisekabel sehr stark an. Der Durchmesser des »Diskus« ist von großem Einfluß auf die Strahlungscharakteristik bei Änderung der Betriebsfrequenz. Ein zu kleiner Scheibendurchmesser verringert die Bandbreite und senkt den vertikalen Erhebungswinkel in Richtung zum Kegel.

Bei Beachtung der Bemessungshinweise steigt das Stehwellenverhältnis innerhalb des angegebenen Frequenzbereiches nicht über 1:1,5, es tritt jedoch eine frequenzabhängige Veränderung des vertikalen Erhebungswinkels auf.

25.1.4. Die DDRR-Antenne für 145 MHz

Die in Abschnitt 19.7. für den Gebrauch in den Kurzwellenbereichen beschriebene DDRR-Antenne kann als vertikal polarisierter Rundstrahler auch für den Betrieb im VHF-Sektor gebaut werden. Gemäß Bild 19.44. und in Ergänzung von Tabelle 19.4. ergeben sich für eine 2-m-Ausführung folgende Abmessungen:

$D = 160$ mm, $H \geqq 15$ mm, $A = 10$ mm,

$d = 5$ bis 10 mm und $C_1 = 5$ pF.

Es handelt sich dabei um Näherungswerte, die in ihrer Gesamtheit wegen der großen Bandbreite des Strahlers nicht kritisch sind. Den günstigsten Anschluß für den Innenleiter des Speisekabels muß man durch Versuch ermitteln. Bei der Bemessung der Grundplatte sollte für die 2-m-Ausführung nicht gespart werden; denn je größer der Grundplattendurchmesser, desto kleiner der vertikale Erhebungswinkel der Hauptstrahlung. Es ist deshalb kein Luxus, wenn man den Scheibendurchmesser mit $\geqq 500$ mm wählt. Die unter Abschnitt 19.7. angegebenen Daten haben sinngemäß auch für die 2-m-Ausführung Gültigkeit.

25.1.5. Gestockte, vertikal polarisierte Rundstrahler

Halbwellenelemente können in der Form einer vertikalen Dipolzeile gestockt werden. Dabei bleibt die Rundstrahlung in der

Horizontalebene erhalten, der vertikale Öffnungswinkel wird jedoch verkleinert, und es tritt somit – bezogen auf den einfachen vertikalen Halbwellendipol – ein Antennengewinn auf. Voraussetzung dafür ist allerdings, daß alle in der senkrechten Dipolzeile liegenden Halbwellenstücke gleichphasig erregt werden (s. Abschnitt 13.1.).

Bild 25.5. zeigt als Beispiel eine vertikale Dipolzeile für das 2-m-Band, die aus 3 gleichphasig erregten Halbwellenstücken besteht. Die Antenne wird zentral gespeist und muß an einen Holzmast montiert werden. Ein senkrechter Metallmast würde bei der vertikalen Polarisation unerwünschte Reflexionen und Strahlungsverluste verursachen. Aus gleichem Grund darf man den Holzmast nicht wie üblich mit einem Erdleitungsdraht versehen. Die Speiseleitung soll man über eine Länge von mehr als $\lambda/2$ waagrecht vom Speisepunkt wegführen, da sich andernfalls die Strahlungscharakteristik verfälschen würde und auf dem angepaßten Speisekabel die stehenden Wellen nicht zu beseitigen wären.

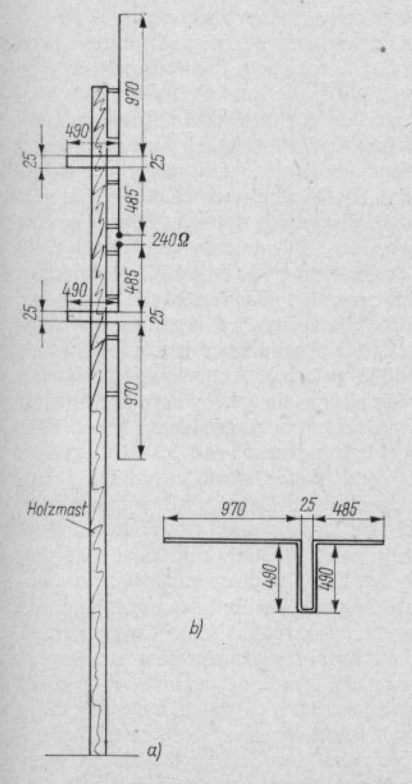


Bild 25.5. Vertikale Dipolzeile mit 3 Elementen für das 2-m-Band; a – schematischer Aufbau, b – Biegemuster für Antennenhälfte

Die phasengleiche Erregung der Halbwellensektionen wird durch die zwischengeschalteten geschlossenen Viertelwellenstücke herbeigeführt, die jeweils eine Phasendrehung von 180° bewirken. Die kurzgeschlossenen Enden dieser Phasenleitungen liegen im Spannungsminimum und können deshalb direkt auf dem Tragemast festgeschellt werden. Eine ringförmige Aufwicklung der Viertelwellenleitungen nach Bild 25.7. b ist erlaubt und vereinfacht die Montage. Die Elemente sind mit Abstandsisolatoren am Holzmast befestigt. Wenn diese Isolatoren jeweils in der geometrischen Mitte der Halbwellenstücke angesetzt werden, genügen einfachste Ausführungen, da am Haltepunkt ein Spannungsminimum vorhanden ist.

Als Baumaterial für die Elemente eignet sich gut Alu-Blitzableitererdungsdraht (Durchmesser 8 oder 10 mm). 2 gestreckte Längen von je 246 cm werden so zurechtgebogen, daß obere und untere Antennenhälfte aus je einem durchgehenden Stück bestehen (s. Teilzeichnung 25.5. b). Das ergibt einen stabilen Aufbau ohne korrosionsempfindliche Verbindungsstellen und einfache Befestigungsmöglichkeiten am Tragemast.

Der Widerstand im Speisepunkt beträgt annähernd 240Ω. Es ist zweckmäßig, dort eine Halbwellenumwegleitung anzuschließen und das System über ein Koaxialkabel zu speisen. Der durch Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels bewirkte Antennengewinn beträgt 3,2 dB. Die in Bild 25.6. dargestellte Dipolzeile mit 4 kollinearen Halbwellenstücken unterscheidet sich von der 3-Element-Ausführung durch die

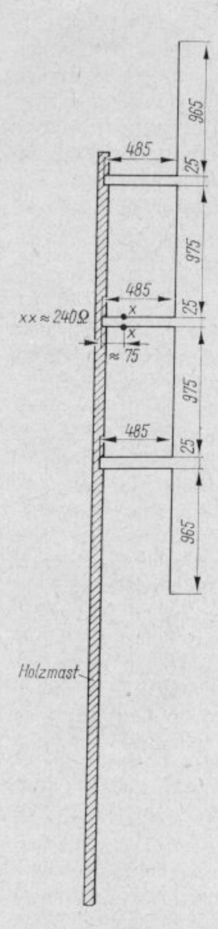


Bild 25.6. Vertikale Dipolzeile mit 4 Elementen für das 2-m-Band

Art der Speisung. Da der Speisepunkt in der geometrischen Mitte des Systems hochohmig ist, könnte dort bestenfalls eine abgestimmte Speiseleitung direkt angeschlossen werden. Da aber auf der kurzgeschlossenen Viertelwellenleitung alle Impedanzen vom Höchstwert bis zum Nullwert auftreten, sucht man auf der Leiteroberfläche die Punkte, die mit ihrer Impedanz dem Wellenwiderstand der Speiseleitung entsprechen. Im vorliegenden Fall befindet sich der Anschlußpunkt für eine symmetrische 240-Ω-Leitung etwa 75 mm vom kurzgeschlossenen Leitungsende entfernt. Auch für diese Antenne wird Speisung über das System Balun-Schleife – Koaxialkabel empfohlen.

Bei dieser kollinearen 4-Element-Antenne kann mit einem Gewinn von 4,5 dB gerechnet werden. Für Aufbau und Montage beachte man die bei der 3-Element-Ausführung gegebenen Hinweise.

Bei dieser und bei der folgenden 5-Element-Antenne fällt die etwas kürzere Bemessung der äußeren Halbwellenstücke gegenüber den inneren auf. Das liegt an der kapazitiven Randwirkung, der die Außenelemente stärker ausgesetzt sind als die inneren. Deshalb müssen die Außenelemente etwas stärker verkürzt werden.

Die vertikale 5-Element-Dipolzeile nach Bild 25.7. hat einen theoretischen Gewinn von 5,4 dB, der ausschließlich durch Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels erreicht wird. Hinsichtlich der Erregungsart entspricht dieser Rundstrahler der 3-Element-Ausführung nach Bild 25.5.; in diesem Fall ist jedoch noch eine kleine Feinheit vorhanden. Würde man nämlich die 240-Ω-Speiseleitung wie in Bild 25.5. direkt an den zentralen Speisepunkt anschließen, müßte ein Stehwellenverhältnis von etwa 1:2 in Kauf genommen werden. Es wurde deshalb zwischen Antennenfußpunkt und Speiseleitung ein geringfügig verlängerter Viertelwellentransformator mit einem Wellenwiderstand von rund 330 Ω eingefügt, wodurch das Stehwellenverhältnis auf 1:1,1 absinkt. Dabei wird vorausgesetzt, daß der Durchmesser der Halbwellenelemente zwischen 3 mm und maximal 9 mm beträgt. Die 4 geschlossenen Viertelwellenstubs bestehen aus Drähten mit 2 bis 6 mm Durchmesser (unkritisch). Dagegen muß beim Anpassungstransformator am Speisepunkt ein Abstand/Durchmesser-Verhältnis von rund 8:1 eingehalten werden, da es den Wellenwiderstand bestimmt. Das bedeutet, daß bei dem in Bild 25.7.a vorgegebenen Abstand von 25 mm der Drahtdurchmesser rund 3 mm betragen soll. Wählt man andere Abstände – was durch-

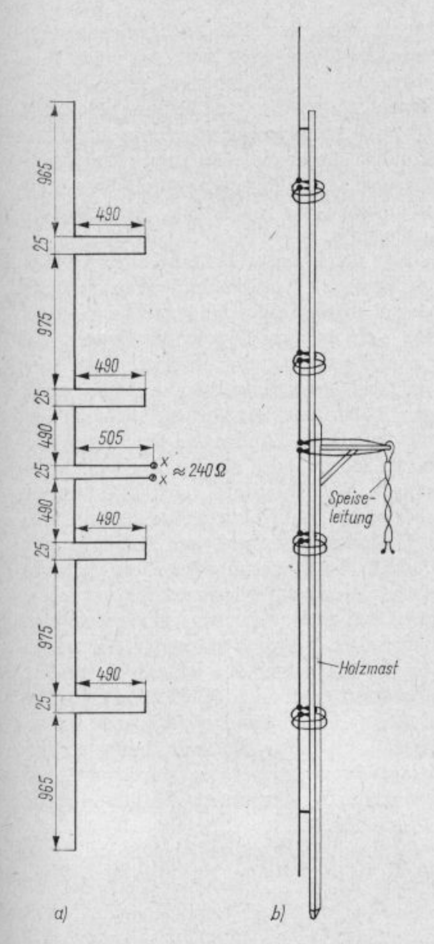


Bild 25.7. Vertikale Dipolzeile mit 5 Elementen für das 2-m-Band; a – Bemessungsschema, b – Aufbauvorschlag

aus statthaft ist –, muß auch der Drahtdurchmesser entsprechend dem Verhältnis 8:1 geändert werden.

Bild 25.7. b zeigt eine zweckmäßige Montagemöglichkeit. Man kann, wie im Bild dargestellt, die geschlossenen Viertelwellenstubs ohne Nachteile zu einer Ringform biegen und das kurzgeschlossene Ende direkt am Holzmast festschrauben. Der Ringdurchmesser beträgt dabei nur etwa 160 mm und es ergibt sich daraus neben der mechanischen Stabilität auch eine sehr »glatte« und unauffällige Konstruktion.

25.2. Horizontal polarisierte UKW-Rundstrahler

Eine horizontal polarisierte Rundstrahlantenne verlangt einen bestimmten Aufwand besonders dann, wenn eine möglichst reine Rundcharakteristik gefordert ist. Sofern man nicht vertikal gestockte Systeme oder sonstige Strahlerkombinationen einsetzt, wird die Rundcharakteristik immer mit einem Verlust gegenüber der Hauptstrahlrichtung eines Normaldipols erkauft.

Der gestreckte Halbwellendipol stellt bekanntlich bereits eine Richtantenne dar, die bevorzugt senkrecht zu ihrer Längsachse strahlt *(Achtercharakteristik)* und in ihrem *E*-Diagramm 2 ausgeprägte Nullstellen aufweist. Wenn man die zur Verfügung stehende Leistung nach allen Seiten in der Horizontalebene gleichmäßig verteilt, so ist klar, daß das zu Lasten der Hauptstrahlungslappen geht, mit denen die Strahlungsminima aufgefüllt werden. Man kann deshalb von einem Verlust nur im übertragenen Sinne sprechen.

25.2.1. Der Ringdipol (Halo-Antenne)

Sehr zierlich und unauffällig ist der *Ringdipol* als horizontaler Rundstrahler. Er wird auch oft als *Halo-Antenne* bezeichnet und bevorzugt bei Fahrzeugstationen eingesetzt. Wie man aus Bild 25.8. ersehen kann, handelt es sich um einen normalen Halbwellendipol, dessen beide Schenkel in der Horizontalebene so gebogen sind, daß die Form eines nicht geschlossenen Ringes entsteht.

Das Horizontaldiagramm des horizontalen Ringdipols hat allerdings keine exakte Kreisform; es nähert sich der Form einer Ellipse. Der »Gewinn« einer Halo-Antenne gegenüber einem üblichen gestreckten Dipol

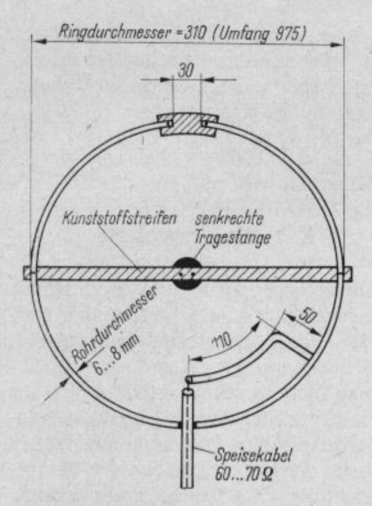


Bild 25.8. Der Ringdipol für 145 MHz; Draufsicht

in dessen Hauptstrahlrichtung beträgt im Durchschnitt minus 6 dB, d.h., man kann beim Ringdipol aus allen horizontalen Richtungen nur mit der Hälfte der Empfangsspannung rechnen, die bei einem gestreckten Normaldipol aus dessen Vorzugsrichtungen verfügbar ist.

Einen für das 2-m-Band bemessenen Ringdipol zeigt Bild 25.8. mit allen erforderlichen Abmessungen. Die dargestellte Gamma-Anpassung gewährleistet den impedanzrichtigen Anschluß eines Koaxialkabels mit 60 bis 70 Ω Wellenwiderstand. Sie erübrigt außerdem das Auftrennen des Dipols am Speisepunkt, was der mechanischen Stabilität sehr entgegenkommt. Der Außenleiter des Koaxialkabels wird mit der geometrischen Mitte des Dipols verbunden, der Kabelinnenleiter führt zum Gamma-Glied.

Die Dipolenden dürfen sich nicht berühren. Sie sollen einen gegenseitigen Abstand von mindestens 30 mm haben, da bei größerer Annäherung eine starke kapazitive Beeinflussung auftritt, wodurch sich die Resonanzfrequenz verschiebt und gleichzeitig der Fußpunktwiderstand verändert wird. Manchmal schafft man absichtlich eine größere kapazitive Endbelastung, indem die Dipolenden nach Art eines Kondensators mit Metallplatten versehen werden. Das bewirkt eine Resonanzverschiebung zu niedrigeren Frequenzen, und man kommt damit zu kleineren Ringdurchmessern. Allerdings wird durch diese Maßnahmen auch der Wirkungsgrad verschlechtert.

Der Strahlungswiderstand einer Halo in der gezeigten Ausführung liegt bei 50 Ω, ist also niedriger als der des gestreckten Dipols. Da sich an den Dipolenden jeweils das Spannungsmaximum befindet, sind auch bei der Verwendung besonders hochwertigen Isoliermaterials Verluste nicht zu vermeiden. Diese können bei feuchter Witterung, Schnee oder Rauhreif erheblich ansteigen. Der Ringdipol nach Bild 25.8. ist speziell für den Mobileeinsatz gedacht. Aus Gründen der mechanischen Stabilität wird deshalb die Einbettung der Dipolenden in ein hochwertiges Isoliermaterial vorgesehen. Es lassen sich auch etwas weniger stabile, dafür aber elektrisch günstigere Lösungen für die Halterung des Ringdipols finden. So könnte man nach Bild 25.9. die Isolierstoffhalterungen an den Dipolenden weglassen und dafür die Befestigung in der waagrechten Ebene nur durch mehrere speichenartig eingesetzte Kunststoffstäbe vornehmen.

Horizontale Ringdipole lassen sich auch

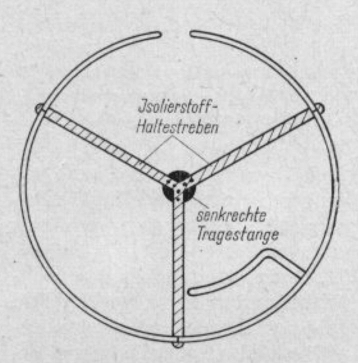


Bild 25.9. Ringdipol; mechanisch günstigere Halterung

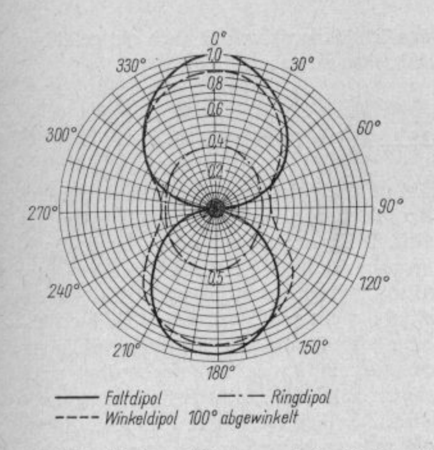


Bild 25.10. Horizontaldiagramme einiger Horizontaldipole (nach *DL1HM*)

in 2 oder mehreren Ebenen senkrecht übereinander stocken. Dabei bleibt die Rundstrahlung in der Horizontalebene erhalten. Durch Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels wird ein Gewinn erzielt, der allerdings erst bei einer 4-Ebenen-Ausführung den eingangs erwähnten 6-dB-Verlust ausgleicht. Die Ausführungen über die phasenrichtige Speisung von gestockten Dipolen treffen auch für den Ringdipol zu (s. Abschn. 13.2.).

Als Tragemast für den Mobileinsatz ist ein passendes PVC-Rohr besonders geeignet. In seinem Innern kann das Speisekabel geschützt und unauffällig nach unten geführt werden.

In Bild 25.10. sind die *E*-Diagramme verschiedener Dipolformen dargestellt. Daraus kann man ersehen, daß der Ringdipol eine gute Rundcharakteristik aufweist, bezüglich seiner Abstrahlung jedoch den anderen Formen sehr unterlegen ist.

25.2.2. **Der abgewinkelte Schleifendipol**

Als besonders brauchbar im praktischen Fahrzeugbetrieb hat sich der abgewinkelte Faltdipol erwiesen. Er entsteht aus einem gestreckten Schleifendipol, dessen Hälften so weit abgewinkelt werden, daß sie die Schenkel eines Winkels von etwa 100° bilden. Dabei ändert sich der Fußpunktwiderstand nicht merklich, er bleibt bei rund 240 Ω. Das Strahlungsdiagramm der *E*-Ebene dagegen wird nun ellipsenförmig.

Bekanntlich zeigt der Faltdipol ebenso wie der gestreckte Halbwellendipol in seiner *E*-Ebene das *Achterdiagramm* mit den Strahlungsmaxima senkrecht zur Dipolachse und den Strahlungsminima in Achsrichtung (s. Bild 25.10.). Beim abgewinkelten »100°-Dipol« werden die Strahlungsmaxima um etwa 1 dB geringer, entsprechend rund 90% der von einem gestreckten Dipol gelieferten maximalen Empfangsspannung. Dagegen sind durch die Abwinkelung die Nullstellen verschwunden, und es stehen in den Minima immer noch etwa 45% der Spannung zur Verfügung. Verglichen mit dem Ringdipol liefert dieser nur etwa die Hälfte der Spannung (bezogen auf die Vorzugsrichtung eines abgewinkelten Faltdipols), und in der Minimumstellung ist der Winkeldipol immer noch etwas besser als die Halo-Antenne. Deshalb sollte man den Ringdipol nur dort verwenden, wo es auf Kleinheit der Abmessungen, Gefälligkeit des Aussehens und annähernde Rundcharakteristik ankommt. Werden diese Forderungen nicht gestellt, so verdient der abgewinkelte Faltdipol bevorzugt zu werden. Bild 25.11. zeigt einen solchen Winkelfaltdipol und seine zweckmäßige Befestigung am Kraftfahrzeug.

Obwohl ein abgewinkelter Normaldipol die gleichen Strahlungseigenschaften wie ein abgewinkelter Schleifendipol aufweist, wird der abgewinkelte Schleifendipol meist wegen seines höheren Fußpunktwiderstandes von 240 Ω vorgezogen. Soll der Winkelfaltdipol nicht mit 240-Ω-Bandleitung, sondern über ein 60-Ω-Koaxialkabel gespeist werden, muß man eine Halbwellenumwegleitung nach Abschnitt 7.5. oder eine aufgewickelte Zweidrahtleitung (*Guanella*-Übertrager) nach Abschnitt 7.7. einsetzen. Es läßt sich für diesen Anwendungsfall auch ein abgewinkelter Einleiterdipol einsetzen,

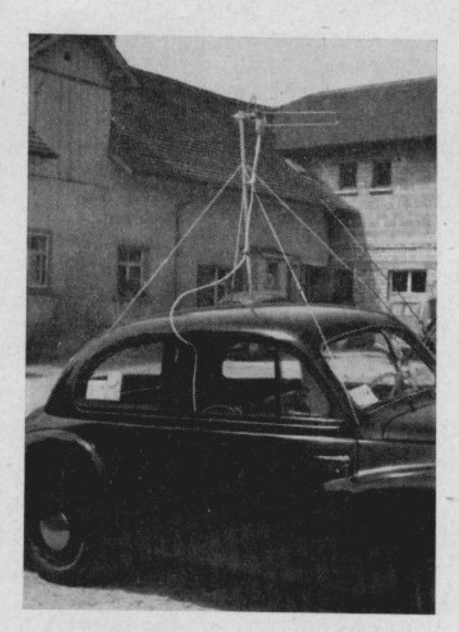


Bild 25.11. Der abgewinkelte Faltdipol als Fahrzeugantenne (Foto: *Egon Koch*)

an den man über eine kurze Gamma-Anpassung das Koaxialkabel direkt anschließen kann, elektrisch und mechanisch günstiger ist jedoch die Schleifendipolausführung.

Da abgewinkelte Dipole immer noch eine mehr oder weniger ausgeprägte Hauptstrahlrichtung haben, spricht man auch von *Rundstrahlern mit Vorzugsrichtung*. Durch Verändern des Winkels zwischen den beiden Dipolhälften kann das *E*-Diagramm verformt werden. Wie aus Bild 10.31.a hervorgeht, wird die Auffüllung der Minima um so besser, je spitzer die Abwinkelung erfolgt.

Mitunter sieht man auch Dipole, die in Form eines U, eines S oder eines Z gebogen sind. Grundsätzliche Unterschiede gegenüber einem abgewinkelten Schleifendipol bieten diese Sonderformen jedoch nicht. Es handelt sich in solchen Fällen wohl mehr darum, der Antenne neben einer annähernden Rundcharakteristik auch ein gefälliges Aussehen zu geben.

25.2.3. Der Kreuzdipol

Ein annäherndes Kreisdiagramm in der Horizontalebene wird mit dem *Kreuzdipol* erzielt. Dieser ist auch unter dem Namen *Drehkreuzstrahler*, *Quirlantenne* oder *Turnstile* (dtsch.: Drehkreuz) bekannt. Ein Kreuzdipol besteht aus 2 gestreckten Halbwellen- oder Schleifendipolen, die rechtwinklig zueinander in Kreuzform angeordnet sind, wie in Bild 25.12. schematisch dargestellt wird. Für die gewünschte Rundcharakteristik müssen beide Dipole mit einer gegenseitigen Phasenverschiebung von 90° gespeist werden. Man erreicht diesen Phasenunterschied durch eine Umwegleitung zwischen beiden Dipolen. Diese Leitung hat eine elektrische Länge von $\lambda/4$ (Verkürzungsfaktor beachten!) und einen Wellenwiderstand in der Größe des Fußpunktwiderstandes eines Einzeldipols. Das bedeutet, daß der Wellenwiderstand der Viertelwellenumwegleitung 60 Ω betragen soll, wenn der Kreuzdipol aus gestreckten Halbwellendipolen aufgebaut ist und 240 Ω bei Verwendung von gekreuzten Schleifendipolen. Da beide Dipole am Speisepunkt einander parallelgeschaltet sind, vermindert sich auch der Widerstand im Speisepunkt auf den halben Wert. Damit ergeben sich

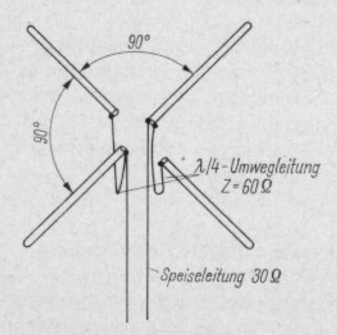


Bild 25.12. Der Kreuzdipol

rund 30 Ω für den Kreuzdipol mit gestreckten Dipolschenkeln und etwa 120 Ω für den Schleifenkreuzdipol. Wegen dieser Speisungsprobleme verwendet der Amateur den Kreuzdipol nur selten, zumal mit einfacheren abgewinkelten Dipolen ähnliche Ergebnisse bei geringerem Aufwand erzielt werden können. Außerdem ist der Kreuzdipol, bedingt durch die frequenzabhängige Verbindungsleitung sehr schmalbandig.

Quirlantennen für den UKW- und Fernsehempfang werden fast ausschließlich in der Form von gekreuzten Schleifendipolen aufgebaut. In früheren Jahren wurde der Kreuzdipol auch bei UKW-Rundfunksendern als rundstrahlende Sendeantenne verwendet, jedoch zumeist in mehrfach gestocktem Aufbau. Stockt man mehrere Kreuzdipole senkrecht übereinander, so wird durch Bündelung in der Vertikalebene ein Antennengewinn erzielt, ohne daß sich dabei die Rundcharakteristik in der Horizontalebene verändert. Die Höhe des Gewinnes ist weitgehend vom Stockungsabstand zwischen den Kreuzdipolebenen abhängig. Bei 2 Etagen in einem Abstand von 0,5λ beträgt der Antennengewinn rund 1,2 dB; er erreicht sein Maximum mit 1,4 dB bei einem Etagenabstand von 0,67λ. 4 Ebenen ergeben in je 0,5λ Abstand 2,5 dB, mit 0,82λ Abstand im Optimum bereits 3,7 dB Gewinn.

25.2.4. Die Superturnstile- oder Batwing-Antenne

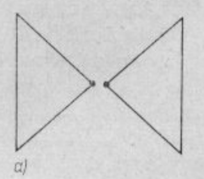
Eng verwandt mit dem Kreuzdipol ist die *Superturnstile-Antenne*, die auch als Batwing bezeichnet wird (engl.: batwing = Fledermausflügel). Es handelt sich in diesem Fall um einen Kreuzdipol. Um eine große Bandbreite zu erhalten, ist er mit flächigen Dipolschenkeln versehen, die etwa die Umrisse von Fledermausflügeln haben.

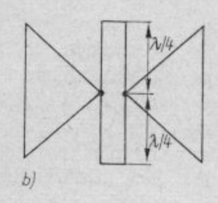
Die Entstehungsphasen eines Batwing-Dipols sind in Bild 25.13. dargestellt. Geht man von einem einfachen gestreckten Halbwellendipol aus und will diesem eine große Bandbreite verleihen, muß man ihn in einen »dicken« Dipol verwandeln. Das kann u.a. geschehen, indem die Dipolschenkel als Dreiecksflächen ausgebildet werden, wie es Bild 25.13.a zeigt. Solche Schmetterlingsdipole sind im UHF-Bereich als Breitbandstrahler sehr häufig zu finden. Es ist möglich, die Bandbreite dieses Schmetterlingsdipols noch zu vergrößern, wenn nach Bild 25.13.b an den Speisepunkt 2 weitere geschlossene Viertelwellenleitungen angeschaltet werden. Der folgende Schritt führt zu Bild 25.13.c. In diesem Fall sind die Flächen aufgefüllt und die beiden geschlossenen Viertelwellenleitungen bilden nun einen $\lambda/2$ langen Schlitz zwischen beiden Rechteckflächen. In der geometrischen Mitte des Schlitzes befindet sich der Speisepunkt. Die eingezeichneten Pfeile deuten die Stromrichtung auf den Dipolflächen an. Damit Stromverteilung und Frequenzverhalten verbessert werden, kerbt man nun die Dipolflügel nach Bild 25.13.d ein, so daß die Umrisse etwa der Schwingenform einer Fledermaus entsprechen. Schließlich kann man noch die kompakten Dipolflügel durch Gitterkonstruktionen ersetzen, womit der Batwing-Dipol nach Bild 25.13.e seine endgültige Form gefunden hat.

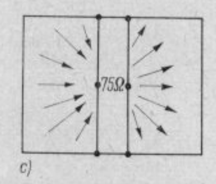
Dieser Dipol ist sehr breitbandig, und seine Speisepunktimpedanz beträgt rund 70 Ω. Um eine annähernde Rundstrahlung in der Horizontalebene zu erhalten, werden wie bei einem Kreuzdipol 2 Batwings rechtwinklig zusammengesetzt und mit einer gegenseitigen Phasenverschiebung von 90° erregt. Für den kommerziellen Gebrauch sind mehrere solcher Ebenen vertikal übereinander gestockt, eine derartige Antenne wird dann als *Superturnstile* bezeichnet. Sie ist als Sendeantenne im UKW-Rundfunkbereich und als Fernsehantenne sehr verbreitet, für den Funkamateur hat sie jedoch wenig Bedeutung.

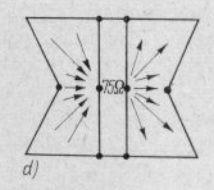
25.2.5. Die Malteserkreuzantenne

Die Malteserkreuzantenne ist ein horizontaler Rundstrahler, der sich durch nahezu vollkommene Symmetrie und damit durch









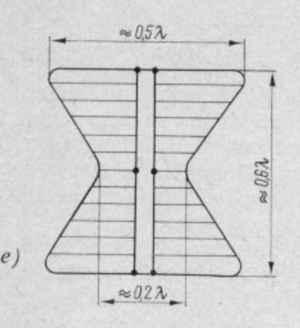


Bild 25.13
Die Entwicklung eines Batwing-Dipols aus einem Schmetterlings**dipol**

ein fast ideales Kreisdiagramm auszeichnet. Darüber hinaus bietet sie sehr einfache Speisungsmöglichkeiten. Sie wurde beim 70-cm-Dauerlaufsender *OZ7IGY* mit bestem Erfolg eingesetzt. Bild 25.14. zeigt das Prinzipschema des Malteserkreuzes und die etwas bekanntere, aber mechanisch schwieriger herzustellende Kleeblattantenne. Beide Bauformen sind in ihrer Wirkungsweise identisch.

Beim Malteserkreuz handelt es sich um 4 Halbwellendipole mit 90° Knickung. Jeder Halbwellendipol schließt mit einer Viertelwellenleitung – kurz Haarnadelschleife benannt – ab. Die Betrachtung der eingezeichneten Strompfeile zeigt, daß jeder Dipol gleichphasig erregt wird, aber gegenüber seinen Nachbardipolen gegenphasig ist. Durch diese phasenverschobene Erregung entsteht – anlog zum Kreuzdipol – die Rundstrahlcharakteristik in der Horizontalebene. Alle Haarnadelschleifen erhalten veränderbare Kurzschlußschieber, mit denen die exakte Resonanz des Systems eingestellt werden kann. Deshalb ist auch die Bemessung der außenliegenden Halbwellenstücke nicht sehr kritisch, denn es besteht immer die Möglichkeit, durch entsprechende Veränderung der Kurzschlußschieber die Resonanz einzustellen. Da es sich bei den Haarnadelschleifen um abgestimmte Leitungen handelt, hat auch ihr Wellenwiderstand keine besondere Bedeutung. Der Abstand dieser Paralleldrahtlei-

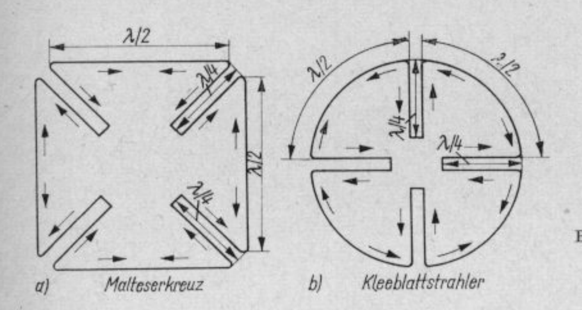


Bild 25.14. Malteserkreuz und Kleeblattstrahler

tungen kann deshalb den mechanischen Erfordernissen angepaßt werden. Die in Bild 23.15. angegebenen Abstände der Haarnadelschleifen von 20 mm sind daher nur als Richtwerte zu betrachten.

Bild 25.15. gibt die Abmessungen für eine 70-cm-Ausführung und für eine 2-m-Ausführung wieder. Beim Abstimmen sollen alle 4 Kurzschlußschieber möglichst symmetrisch zueinander verstellt werden. Da die 4 Einzelelemente untereinander verbunden sind, wirkt sich die Veränderung auch nur eines Kurzschlußschiebers nicht nur auf das dazugehörige Halbwellenelement aus. Mit der Stellung der Kurzschlußschieber kann außerdem das Richtdiagramm in bestimmten Grenzen beeinflußt werden. Die Viertelwellenleitungen sind zur erforderlichen Phasendrehung von jeweils 180° notwendig.

Während einfachere Rundstrahler gegenüber der Vorzugsrichtung eines gestreckten Halbwellendipols um etwa 3 bis 6 dB weniger abstrahlen (z.B. Ringdipol −6 dB, Kreuzdipol −3 dB), beträgt der Verlust des Malteserkreuzes auf Grund der größeren Anzahl der in ihm enthaltenen Dipole nur 1 dB.

Das Malteserkreuz wird an einer der 4 Haarnadelschleifen eingespeist, wobei man sich auf der Viertelwellenleitung die Punkte sucht, deren Impedanz dem Wellenwiderstand der verwendeten symmetrischen Speiseleitung entspricht. Dieser Punkt liegt

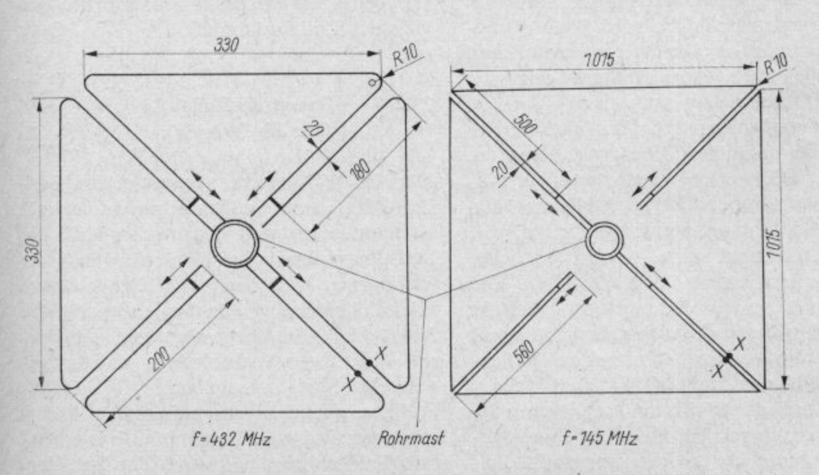


Bild 25.15. Die Abmessungen der Malteserkreuzantenne für 432 und 145 MHz (Maße in mm)

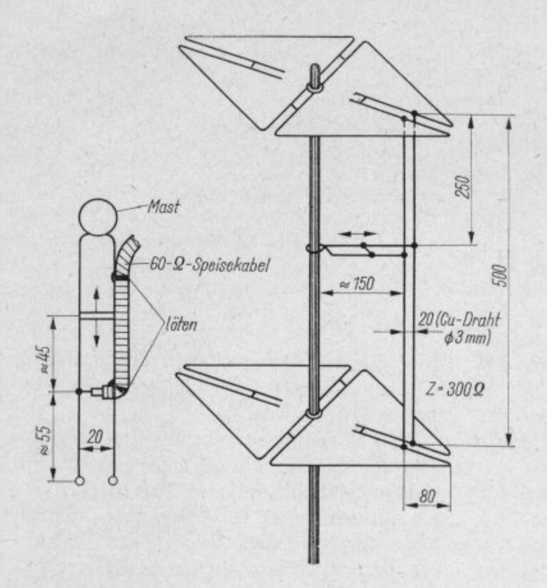


Bild 25.16. Gestocktes Malteserkreuz für 432 MHz (Angaben in mm)

für eine 240-Ω-Leitung beim 70-cm-Strahler etwa 100 mm vom Kurzschlußschieber entfernt, bei der 2-m-Ausführung befindet er sich etwa in der Mitte der Viertelwellenleitung. Die bis zum Rohrmast verlängerten Haarnadelschleifen können hinter der Kurzschlußstelle mit diesem hart verlötet werden. Als Leitermaterial für Elemente und Haarnadelschleifen wird 6-mm-Rundkupfer empfohlen; für die 2-m-Ausführung eignet sich auch Alurundmaterial mit 8 bis 12 mm Durchmesser gut.

Es ist empfehlenswert, das Malteserkreuz in 2 oder mehreren Ebenen zu stocken. Werden 2 Ebenen mit einem vertikalen Abstand von 0,7λ gewählt, so erhält man den maximalen Antennengewinn von etwa 3 dB. Bild 25.16. zeigt eine solche gestockte Malteserkreuzantenne für 432 MHz. Die 500 mm lange Verbindungsleitung besteht aus 3-mm-Kupferdraht mit einem Abstand von 20 mm und hat somit einen Wellenwiderstand von rund 300 Ω (s. Bild 5.4.). Die Länge dieser Verbindungsleitung ist unkritisch, da es sich nicht um eine abgestimmte, sondern um eine angepaßte Leitung handelt. In ihrer geometrischen Mitte setzt man eine kurzgeschlossene Stichleitung an, die am Tragemast gehaltert wird (s. Teilzeichnung in Bild 25.16.). An dieser Stelle kann die gesamte Anordnung, wie dargestellt, über ein 60-Ω-Koaxialkabel gespeist werden. Für den Kleeblattstrahler haben diese Ausführungen sinngemäß Gültigkeit, da es sich im Prinzip um den gleichen Strahler handelt.

25.2.6. «Das große Rad» («The Big Wheel»)

Der UKW-Amateur verwendet im 2-m-Band fast ausschließlich scharf bündelnde Richtantennen, weil er mit ihrer Hilfe die Strahlungsleistung seines Senders in einer bestimmten Richtung vervielfachen kann. Die Richtwirkung gibt ihm außerdem die Möglichkeit, Empfangsstörungen aus anderen Richtungen auszublenden und das gewünschte Signal anzuheben.

Diese guten Eigenschaften der Richtantennen sind jedoch nicht immer von Vorteil. Erfahrungsgemäß wird der 2-m-Verkehr fast ausschließlich in den Abendstun-

den durchgeführt, und es ist in dieser meist kurzen Zeitspanne erhöhter Aktivität fast unmöglich, alle Richtungen intensiv nach vorhandenen Signalen abzusuchen bzw. nach allen Richtungen zu strahlen. In der Praxis bleibt dann meist der Beam in der Richtung des größten Stationsangebotes stehen, und manche Verbindung in anderer Richtung geht dadurch verloren. Sehr oft wird nachträglich bekannt, daß in einer bestimmten Richtung gute DX-Möglichkeiten bestanden, die nicht genutzt werden konnten, weil niemand seinen Richtstrahler in diese Richtung gedreht hatte.

Die ideale Antenne für solche Fälle wäre ein horizontal polarisierter Rundstrahler mit großem Antennengewinn, der gegebenenfalls noch neben einer scharf bündelnden Richtantenne vorhanden sein sollte. Mit diesem Rundstrahler hätte man die Sicherheit, überall gehört zu werden und aus allen Richtungen empfangen zu können.

W1IJD und *W1FVY* entwickelten ein solches Gebilde und nannten es *»The Big Wheel« (»Das große Rad«)*. Es wurde in Einebenenausführung als Fahrzeugantenne erprobt und brachte für diesen Betriebsfall einen Gewinn von 5,7 dB gegenüber einem einfachen Kreuzdipol sowie eine erhebliche Verminderung der für den Mobilebetrieb charakteristischen Flattererscheinungen

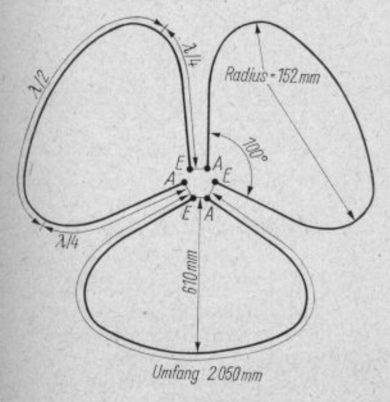


Bild 25.17. »Das große Rad«

(Kurzschwund). Da der »Gewinn« des Kreuzdipols – bezogen auf einen Halbwellennormaldipol – mit −3 dB angegeben wird, ist »Das große Rad« um 2,7 dB besser als ein $\lambda/2$-Strahler.

Bild 25.17. zeigt das Schema des »großen Rades«. Es ähnelt sehr dem vorher besprochenen Malterserkreuz bzw. dem Kleeblattstrahler, hat aber nur 3 Schleifen. Der Hauptunterschied besteht in der Art der Erregung. Beim Malteserkreuz und dem Kleeblattstrahler liegen die strahlenden Elemente in Serie, beim »großen Rad« sind sie parallelgeschaltet. Dadurch ergibt sich für »Das große Rad« auch ein niedriger Fußpunktwiderstand. Der Übersichtlichkeit halber sind in Bild 25.17. Zusammenschaltung und Erregung nicht eingezeichnet; Angaben darüber können aus Bild 25.18. ersehen werden.

Das Schema läßt erkennen, daß der Umfang jeder Schleife 1λ beträgt; die Länge für das 2-m-Band mit 2050 mm ist eingetragen. Jede Schleife wird so gebogen, daß die freien Schenkel bei A–E einen Winkel von 100° bilden. Der Krümmungsradius an den Biegungen ist mit 152 mm für eine 2-m-Schleife gewählt. Die Schenkel A und E zweier benachbarter Schleifen verlaufen über eine Strecke von annähernd $\lambda/4$ parallel. Da die Ströme in den Viertelwellenstücken entgegengesetzt gerichtet sind, strahlen diese Abschnitte nicht (s. Bild 25.18. a). Aus Bild 25.18. b wird die Zusammenschaltung der Schleifen deutlich. Alle mit A gekennzeichneten Anfänge der Schleifen sind miteinander verbunden, ebenso die mit E bezeichneten Enden. Daraus ergibt sich eine Parallelschaltung der 3 Schleifen in der Weise, daß alle strahlenden Halbwellenabschnitte gleichphasig erregt werden (s. Stromrichtungspfeile in Bild 25.18. a). Durch die Parallelschaltung der Schleifen sinkt der Fußpunktwiderstand bis zur Größenordnung von 10 Ω. Damit man das System über ein handelsübliches Koaxialkabel speisen kann, werden die Ganzwellenschleifen etwas verkürzt; die dadurch entstehende kapazitive Blindkomponente läßt sich durch einen induktiven Stub

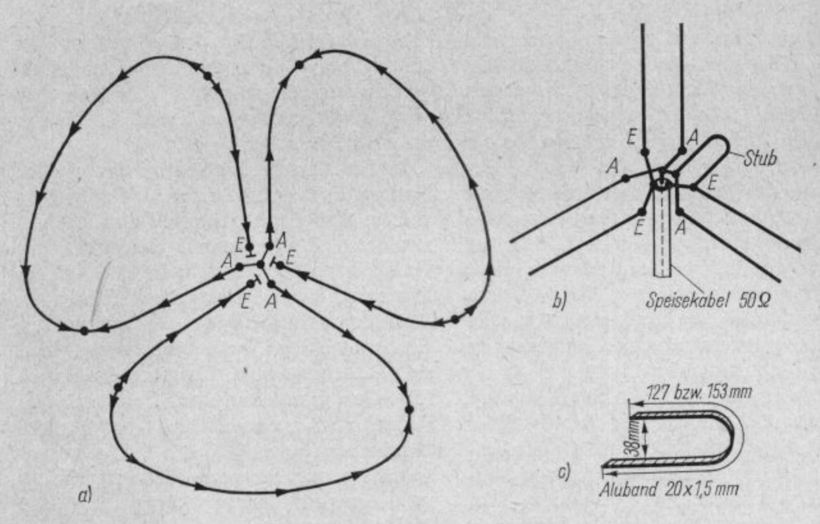


Bild 25.18. Erregung und Speisung des „großen Rades"; a – Stromverteilung, b – Speisung, c – Stub

am Speisepunkt kompensieren. Das bewirkt, daß der Speisepunkt automatisch vom Tiefpunkt weg zu höheren Impedanzwerten hin verschoben wird: Das System läßt sich mit einem beliebig langen Koaxialkabel speisen. Die gestreckte Länge des Stub beträgt 127 mm für Resonanz im 2-m-Band. Wird »Das große Rad« als Fahrzeugantenne in geringer Höhe über dem Wagendach verwendet, ist es günstiger, die gestreckte Länge des Stubs mit 153 mm zu bemessen. Den Stub stellt man nach Bild 25.18.c aus Aluband (20 mm breit und etwa 1,5 mm Durchmesser) her.

Elektrisch betrachtet ist es von untergeordneter Bedeutung, welches Material zum Bau der Ganzwellenschleifen verwendet wird. In diesem Fall spielen vor allem mechanische Erwägungen eine Rolle, denn der Radius der seitlichen Auskragung der Antenne beträgt immerhin rund 600 mm. Bei der Musterantenne wählte man 9,5 mm starkes Alurohr, in dessen offene Enden passende Holz- oder Aludübel mindestens 50 mm tief eingetrieben wurden. Alurundmaterial mit 8 oder 10 mm Durchmesser, wie es beim Blitzableiterbau verwendet wird, dürfte sich ebensogut eignen. Außerdem läßt sich Vollmaterial besser biegen als Rohr. Der rohrförmige Leiter wird mit trockenem Sand gefüllt und dann durch Pfropfen fest verschlossen. Auf diese Weise vorbereitet, läßt er sich sauber und knickfrei biegen.

Einige Überlegungen erfordert die mechanische Befestigung der Schleifen und ihre richtige Zusammenschaltung. Bild 25.19. zeigt einen Konstruktionsvorschlag. Die Halterung besteht aus einer rechteckigen Metallgrundplatte mit den Abmessungen 130 × 70 mm (Bild 25.19.a); sie wird bei einer Länge von 40 mm rechtwinklig abgebogen (gestrichelte Linie). Dieser abgebogene Teil dient zur Befestigung am Tragemast. Die Grundplatte wird durch einen U-förmig gebogenen Gewindebolzen am Mast festgeklemmt und damit auch geerdet. Auf der Grundplatte E werden alle Schleifenenden E sowie der kürzere Schenkel des Stubs gut leitend festgeschraubt. Auch der Außenleiter des Speisekabels wird mit der Grundplatte verlötet. Eine 2. Platte A, die aus Kunststoff besteht, montiert man in geringem Abstand über der Grund-

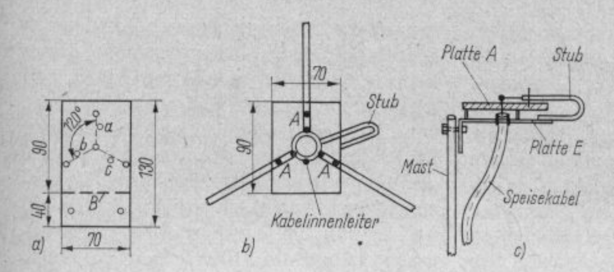


Bild 25.19. Die Befestigung des »großen Rades« (Angaben in mm)

platte E. Die Platte A nimmt alle Schleifenanfänge A, den längeren Schenkel des Stubs und den Innenleiter des Speisekabels auf. Auch diese Teile werden gut leitend miteinander verbunden.

»Das große Rad« hat eine große Bandbreite. Bei der 2-m-Ausführung bleibt die Welligkeit in einem Bereich von 142 bis 150 MHz unter 1,5. Daraus geht hervor, daß die Bemessung nicht sehr kritisch ist. Wie aus Bild 25.20. hervorgeht, zeigt das Strahlungsdiagramm der Einebenenausführung aus den Richtungen der Viertelwellenstücke Einbuchtungen, die bis zu 3 dB betragen können.

Die hervorragenden Eigenschaften dieser Antenne kommen noch mehr zur Geltung, wenn 2 Ebenen vertikal übereinander gestockt werden. Wählt man den optimalen Etagenabstand von $^5/_8\lambda$, so steigt der Gewinn, bezogen auf die Einebenenausführung, um etwa 3 dB. Die horizontale Rundcharakteristik bleibt dabei erhalten, der Antennengewinn entsteht ausschließlich durch Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels. Dadurch werden auch Zündfunkenstörungen stark herabgemindert.

Der Fußpunktwiderstand einer Ebene

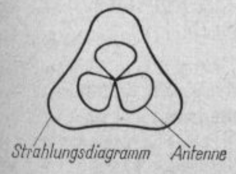


Bild 25.20. Das Strahlungsdiagramm des »großen Rades« in Einebenenausführung

beträgt bekanntlich 50 Ω. Durch die Zusammenschaltung beider Ebenen würde der Widerstand im gemeinsamen Speisepunkt auf 25 Ω sinken. Deshalb soll bereits die Verbindungsleitung so transformieren, daß der gemeinsame Speisepunkt wieder eine Impedanz von 50 Ω aufweist. Es ist üblich, mit Viertelwellenleitungen zu transformieren. Jede Ebene müßte deshalb einen Viertelwellentransformator erhalten, der den Fußpunktwiderstand von 50 Ω auf 100 Ω heraufsetzt, wobei dann die Parallelschaltung dieser Impedanz am gemeinsamen Speisepunkt wieder 50 Ω ergibt. Der Wellenwiderstand Z der Viertelwellenleitung muß nach Gl. (5.31.)

$$Z = \sqrt{50 \cdot 100} \approx 70\ \Omega$$

betragen. Koaxialkabel mit 70 Ω Wellenwiderstand ist handelsüblich (z.B. Typ *70-10-1*). Auch ein 75-Ω-Kabel ließe sich als Transformationsleitung verwenden (z.B. Typ *75-4-1* oder Typ *75-4-4*). In diesem Fall würde die Impedanz von 50 Ω auf 120 Ω transformiert werden, woraus sich ein Speisepunktswiderstand von 60 Ω ergibt.

In der Praxis benutzt man als Verbindungs- und Transformationsleitung ein Koaxialkabel von 70 bzw. 75 Ω Wellenwiderstand, dessen elektrische Länge genau 1λ beträgt. Der Verkürzungsfaktor des Kabels ist im allgemeinen mit 0,66 zu berücksichtigen; es ergibt sich daher eine geometrische Länge von $2070 \cdot 0{,}66 = 1365$ mm. Da der optimale Stockungsabstand von $^5/_8\lambda$ im 2-m-Band rund 1300 mm beträgt,

stellt das eine sehr günstige Lösung dar. Allerdings hat eine 1-λ-Leitung keine Transformationseigenschaften. Transformieren kann man nur mit $^1/_4\lambda$-Leitungen und ihren ungeradzahligen Vielfachen ($^3/_4\lambda$, $^5/_4\lambda$, $^7/_4\lambda$ usw.). In diesem Fall gibt es jedoch einen einfachen Kniff: Man teilt die Ganzwellenleitung in je einen Abschnitt von $^1/_4\lambda$ und $^3/_4\lambda$. Eine Viertelwellenlänge von der unteren Ebene entfernt wird das gesamte System eingespeist. Das geht deutlich aus Bild 25.21. hervor. Dabei muß man aber noch folgendes beachten: Die untere Ebene wird über einen $\lambda/4$-Transformator gespeist, während die Transformationsleitung für die obere Ebene $^3/_4\lambda$ lang ist. Das bedeutet, daß beide Ebenen mit einer gegenseitigen Phasenverschiebung von 180° erregt werden. Damit die erforderliche Gleichphasigkeit wiederhergestellt wird, sind beide Ebenen um 180° gegeneinander zu verdrehen. Das geschieht sehr einfach, indem die in der unteren Ebene als Schleifenanfänge A bezeichneten Schenkelenden in der oberen Ebene als Schleifenende E betrachtet und angeschlossen werden.

Eine völlig symmetrische Erregung beider Ebenen ergibt sich ohne technische Kunstgriffe, wenn die Verbindungsleitung mit einer elektrischen Länge von 1,5λ bemessen wird. Der gemeinsame Speisepunkt liegt dann in der geometrischen Mitte dieser Leitung. Somit ist jeder Ebene eine Kabellänge von elektrisch $^3/_4\lambda$ zugeordnet, die wie eine Viertelwellenleitung transformiert. Beide Ebenen werden nun phasengleich und symmetrisch erregt. Bei einem Verkürzungsfaktor von 0,66 ergibt sich für die 1,5λ-Leitung im 2-m-Bereich eine geometrische Länge von 3100 · 0,66 = 2046 mm. Da der Stockungsabstand nur rund 1300 mm betragen soll, wird die Verbindungsleitung über einen Umweg geführt. Dieser Umweg ist meistens erwünscht; denn nun kann die Verbindungsleitung am Tragemast festgelegt und entlanggeführt werden; für den Speisepunkt ergibt sich dabei eine gute mechanische Abstützung am Tragemast.

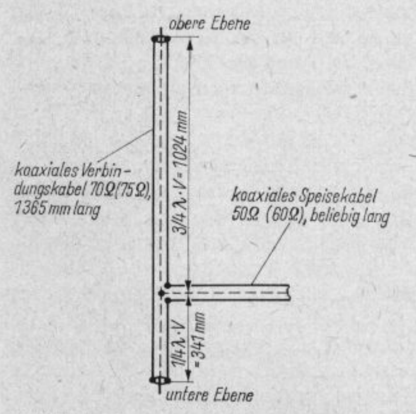


Bild 25.21. Die Erregung des gestockten »großen Rades« (Abmessungen für Resonanzfrequenz 145 MHz)

Es hat sich gezeigt, daß durch die gegenseitige Verkopplung beider Ebenen die Resonanz etwas nach höheren Frequenzen hin verschoben wird. Um diese Erscheinung zu kompensieren, werden die beiden Stubs auf je 152 mm gestreckter Länge vergrößert. Eine Erweiterung des »großen Rades« auf 4 Ebenen ist möglich. Der Gewinnanstieg gegenüber der 2-Ebenen-Ausführung beträgt jedoch nur knapp 2 dB, so daß sich der Mehraufwand kaum lohnt.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß »Das große Rad« als 1-Ebenen-Antenne einen ausgezeichneten, wenn auch etwas unförmigen Strahler für den 2-m-Mobilebetrieb darstellt. 2 Ebenen dieser Antenne bilden einen sehr guten, horizontal polarisierten Rundstrahler mit gutem Gewinn für den stationären Betrieb. »Das große Rad« kann mit herkömmlichen Mitteln aufgebaut werden, und es ist wegen der großen Bandbreite in seinen Abmessungen nicht besonders kritisch. Bei Einhaltung der angegebenen Maße erübrigt sich ein besonderer Nachabgleich.

25.2.7. Die rundstrahlende Doppelwendelantenne

Die Doppelwendelantenne gehört zur Familie der Wendelstrahler (engl.: Helical = schraubenförmig, auch Helix), und sie ist

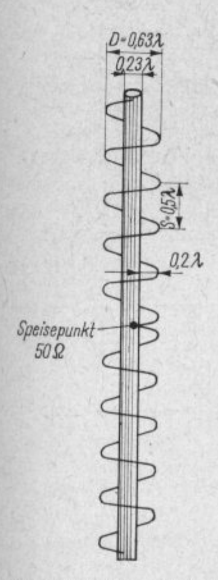


Bild 25.22. Die rundstrahlende Doppelwendelantenne

bei vertikal aufgestellter Achse ein sehr leistungsfähiger Rundstrahler mit horizontaler Polarisation und scharfer Bündelung in der Vertikalebene. Da auch der mechanische Aufbau dieser Antenne gegenüber anderen Rundstrahlerformen erhebliche Vorzüge aufweist, findet man die Doppelwendel und ihre Kombinationen gelegentlich als Strahler bei UKW- und Fernsehsendern.

Bild 25.22. zeigt die schematische Darstellung dieser Antenne. Die Länge jeder Wdg. beträgt 2λ, das entspricht einem Wendeldurchmesser D von $0{,}63\lambda$. Es ist ein Windungsabstand S von $0{,}5\lambda$ vorgeschrieben. Der Speisepunkt liegt in der Mitte der Doppelwendel; von ihm aus verlaufen die Wdg. gegensinnig zueinander nach oben und nach unten. Im allgemeinen werden 5, höchstens jedoch 10 Wdg. je Strahlerhälfte verwendet. Es wird eine Querstrahlung senkrecht zur Wendelachse erzeugt. Ein Reflektor in axialer Richtung unterstützt die Querstrahlung und unterdrückt noch vorhandene Strahlungsanteile in seiner Längsrichtung. Dieser Reflektor hat die Form eines koaxialen Metallzylinders im Innern der Wendel und wird gleichzeitig als Tragerohr für die Antenne genutzt.

Da mit steigender Windungszahl die nutzbare Bandbreite stark vermindert wird, geht man nur selten über 5 Wdg. je Wendelhälfte hinaus. Eine Doppelwendel mit 2×5 Wdg. benötigt ein axiales Reflektorrohr mit einem Außendurchmesser von $0{,}23\lambda$. Die Bauhöhe für diese Ausführung beträgt 5λ, bei einem Antennengewinn von etwa 7 dB. Das Energiekabel wird im Innern des Rohrreflektors bis zum zentralen Speisepunkt geführt. Der Speisepunktwiderstand beträgt etwa 50 bis 100 Ω.

Literatur zu Abschnitt 25.

Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook, Chapter 3.8., First Edition, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1961

Kandoian, A. G.: Three New Antenna Types and Their Applications, Proc. IRE, Vol. 34, P. 70, February 1946

Mellen, R. H./Milner, C. T.: The Big Wheel on Two, »QST«, September, West Harford, Conn., 1961; Performance Tests on the Big Wheel 2-Meter Array, »QST«, October, West Harford, Conn., 1961

26. Sonderformen der VHF- und UHF-Antennen

Außer den herkömmlichen *Yagis* und den Gruppenantennen werden besonders im VHF- und UHF-Bereich eine Reihe von Sonderformen verwendet. Es sind vor allem Breitbandrichtantennen, Längsstrahler mit besonderer Formgebung und Schlitzantennen. Auch der Funkamateur bedient sich hin und wieder dieser Sonderformen für spezielle Anwendungen.

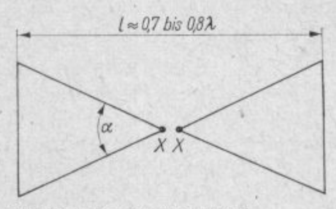


Bild 26.1. Der Breitbanddipol

26.1. Flächendipole und ihre Kombinationen

Bei flächig ausgebildeten Dipolen ist der Frequenzgang der Fußpunktimpedanz über einen relativ großen Frequenzbereich gering, sie haben deshalb eine große Bandbreite (s. Abschn. 4.3.). Da es im VHF- und besonders im UHF-Bereich mechanisch keine Schwierigkeiten bereitet, Flächendipole herzustellen, findet man sie als Bestandteil vieler Breitbandsysteme im Dezimeterwellenbereich.

26.1.1. Der Spreizdipol (Schmetterlingsdipol)

Der in Bild 26.1. dargestellte *Spreizdipol* könnte prägnanter als *Schmetterlingsdipol* (engl.: Butterfly = Schmetterling) bezeichnet werden, weil seine Form dem Flugbild eines Schmetterlings sehr nahekommt. Allerdings wird als Schmetterlingsantenne in der deutschsprachigen Fachliteratur meist die Batwing (s. Bild 25.13.) benannt.

Es handelt sich um einen Ganzwellendipol, dem durch flächige Verbreiterung der Elemente eine große Bandbreite verliehen wird. Beim Aufbau in Form von Dreiecksflügeln spart man Material und erhält an den sich benachbarten Dreiecksspitzen einen definierten Speisepunkt. Die erhöhte kapazitive Randwirkung bedingt eine starke Verkürzung des Dipols. Durch den Spreizwinkel α werden Fußpunktwiderstand, Verkürzungsfaktor und Bandbreite eines Ganzwellenspreizdipols bestimmt.

Aus mechanischen Gründen wird im VHF-Bereich der Spreizwinkel α häufig in der Größenordnung von 30° gewählt, dagegen nutzt man im UHF-Bereich gern die hinsichtlich der Bandbreite günstigeren Öffnungswinkel α zwischen 60 und 80° aus.

Wie aus Bild 26.2. hervorgeht, kann bei einem Spreizwinkel α von 30° mit einer Fußpunktimpedanz von annähernd 350 Ω gerechnet werden. Die Länge l soll für diesen Fall etwa 0,8λ betragen; es ergibt sich dabei eine relative Bandbreite von $b = 0{,}65 f_m$. Aus Gründen der Gewichtsverminderung und eines geringeren Winddwiderstandes dürfen die Dreiecksflächen auch aus perforiertem Blech oder engmaschigem Drahtgeflecht hergestellt werden. Auch Gitterkonstruktionen aus Stabmaterial sind möglich.

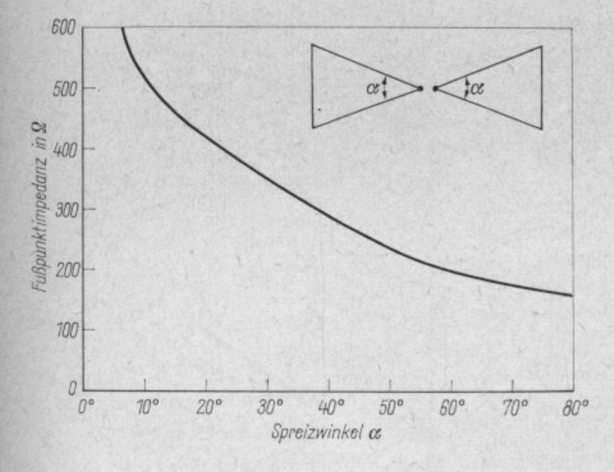


Bild 26.2
Richtwerte für die Fußpunktimpedanz von Spreizdipolen in Abhängigkeit vom Spreizwinkel α

Mit wachsendem Spreizwinkel α verändert sich die Fußpunktimpedanz nur noch in kleinen Grenzen und bleibt über einen relativ großen Frequenzbereich annähernd konstant. Optimal sind Spreizwinkel von 60 bis 80°, der Eingangswiderstand liegt dann zwischen 160 und 200 Ω und der Verkürzungsfaktor beträgt rund 0,73. Die Blindkomponenten der Fußpunktimpedanz und ihr Frequenzgang sind vernachlässigbar klein, und die Länge l ist wegen der großen Bandbreite nicht kritisch.

Bekanntlich hat ein »schlanker« Ganzwellendipol bereits einen Gewinn von 1,8dB, bezogen auf einen abgestimmten Halbwellendipol. Der sehr breitbandige Ganzwellenflächendipol wird wegen seines günstigen Impedanzverhaltens nicht nur mit der Bemessungsfrequenz, sondern auch mit sehr viel höheren Frequenzen erregt. Für diese höheren Frequenzen ist natürlich auch die Dipollänge größer als elektrisch 1λ. Der Antennengewinn steigt deshalb nach höheren Frequenzen hin an und kann bis etwa 4 dB betragen. Als Beispiel dafür sind in Bild 26.3. die Meßergebnisse für den Gewinn eines Schmetterlingsdipols mit einem Spreizwinkel α von 70° (Länge 400 mm) innerhalb eines Frequenzintervalls von 500 bis 900 MHz aufgetragen.

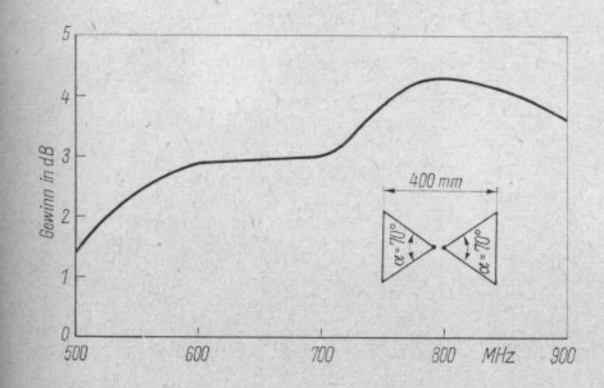


Bild 26.3
Der Gewinn eines Spreizdipols (α = 70°, l = 400 mm) in Abhängigkeit von der Frequenz

Daraus geht hervor, daß die Bandbreite eines 70°-Spreizdipols die Grenzen des Fernsehbereiches IV/V weit übersteigt.

26.1.2. Der Fächerdipol (Fan-Dipol)

Die charakteristischen Eigenschaften eines »dicken« Dipols haben auch fächerartig aus Einzelstäben aufgebaute Dipole, wie in Bild 26.4. dargestellt. Dabei können die »Fächer« je 2 oder mehr Einzelstäbe enthalten. Solche Konstruktionen sind materialsparend, leicht und weisen einen geringen Windwiderstand auf.

Mit den in Bild 26.4. eingetragenen Abmessungen ist der Fächerdipol einem 70 mm dicken zylindrischen Dipol etwa äquivalent. Wird er im Fernsehbereich III verwendet, so hat er in jedem Fall eine größere elektrische Länge als 1λ. Von der bekannten *Achtercharakteristik* eines Dipols kann dann keine Rede mehr sein, denn das Horizontaldiagramm blättert sich je nach »Überlänge« ähnlich wie bei einer Langdrahtantenne in mehrere Nebenkeulen auf. Für die Kanäle 7 bis 12 ist dabei noch ein Gewinn der Größenordnung von etwa 2 dB zu erwarten, dieser tritt aber keinesfalls rechtwinklig zur Strahlerlängsachse auf, sondern wird in anderen Richtungen wirksam.

Eine einfache Möglichkeit, dem »überlangen« Fächerdipol eine eindeutige und einseitige Hauptstrahlrichtung zu verleihen, ergibt sich, indem man ihn wie einen V-Dipol abwinkelt. Der optimale Öffnungswinkel α der V-Anordnung hängt von der auf die Wellenlänge λ bezogenen Schenkellänge ab (s. Abschn. 11.4.).

Für den Fächerdipol nach Bild 26.4. ist ein Öffnungswinkel α von 114° sehr günstig, weil dann das *E*-Diagramm bei Verwendung im Band III eine einseitige Hauptkeule – etwa wie in Bild 26.5. eingezeichnet – erhält. Dieser abgewinkelte Fächerdipol stellt eine sehr brauchbare Empfangsantenne für alle Kanäle der VHF-Bänder I, II und III dar. Sie hat aber nur Behelfsantennencharakter, denn ihr Fußpunktwiderstand verändert sich je nach Frequenz zwischen 60 und 600 Ω und ist mit Blindanteilen behaftet. In den Fernsehempfangskanälen des Bandes III kann immerhin mit Antennengewinnen von etwa 3,5 dB (Kanal 5) bis 5 dB (Kanal 8 und 9) gerechnet werden. Mit den angegebenen Abmessungen ist der Fußpunktwiderstand für Kanal 8 und Kanal 9 annähernd reell und liegt zwischen 240 und 300 Ω. Für die Bänder I und II ist annähernd mit der Strahlungscharakteristik eines Halbwellendipols zu rechnen, ohne jedoch seine ausgeprägte Nullstellen aufzuweisen.

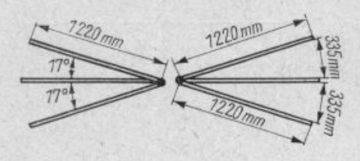


Bild 26.4. Der Fächerdipol (Ansicht von vorn)

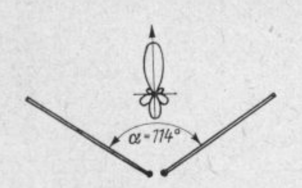


Bild 26.5. Der abgewinkelte Fächerdipol (Ansicht von oben)

26.1.3. Der vereinfachte Hornstrahler

Die nachstehend beschriebene Breitbandflächenantenne steht in enger Beziehung zum abgewinkelten Fächerdipol. Sie eignet sich besonders zum Empfang des gesamten VHF-Spektrums mit gutem Antennengewinn. Es ist eine echte Breitbandantenne; innerhalb eines Frequenzbereiches von etwa 50 MHz aufwärts bis ins Dezimeterwellengebiet treten keine Resonanzlücken auf. Es läßt sich ein mit der Frequenz kontinuierlich ansteigender Antennengewinn beobachten. Bild 26.6. zeigt diese Flächen-

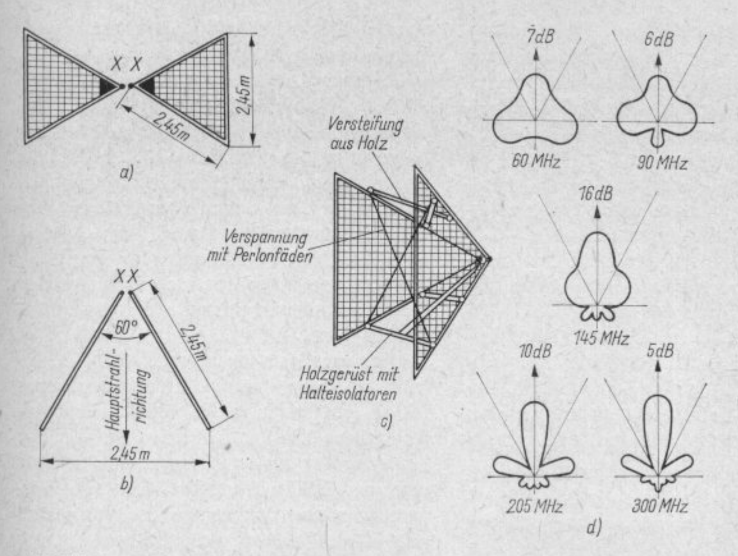


Bild 26.6. Der vereinfachte Hornstrahler; a – Ansicht von vorn, b – Ansicht senkrecht von oben,
c – Vorschlag für die mechanische Ausführung (Seitenansicht),
d – Strahlungsdiagramme bei verschiedenen Frequenzen (nach *DL1FQ*)

antenne mit allen erforderlichen Bemessungsangaben.

Wie Bild 26.6. a erkennen läßt, handelt es sich um 2 gleichseitige Dreiecke mit einer Kantenlänge von je 2,45 m. Der Spreizwinkel dieses Flächendipols beträgt demnach 60°. Die Spitzen der Dreiecke nähern sich einander im Speisepunkt XX. Daß es sich um einen abgewinkelten Schmetterlingsdipol handelt, geht aus Bild 26.6. b hervor: Die beiden Dreiecksflächen sind in einem Winkel von ebenfalls 60° zueinander angeordnet. Die Hauptstrahlung (bzw. Hauptempfangsrichtung) erfolgt aus der Winkelhalbierenden.

Bei einer von *DL1FQ* erprobten Bauform bestanden die Dreieckrahmen aus Eisenrohr und waren mit verzinktem Eisenmaschendraht (Maschenweite 20 mm) bespannt. Bild 26.6. c zeigt, wie die mechanische Halterung dieses schon etwas umfangreichen Gebildes ausgeführt werden kann. Die diagonale Verspannung mit Kunststoffdrähten oder Glasgarn ist zweckmäßig.

Die in Bild 26.6. d dargestellten Horizontaldiagramme mit Gewinnangaben wurden von *DL1FQ* durch Messungen ermittelt. Bei einer Frequenz von 60 MHz ist beinahe Rundstrahlung vorhanden, wobei die 3 Hauptlappen den beachtlichen Gewinn von maximal 7 dB zeigen. Im UKW-Rundfunkbereich (90 MHz) kann mit guter Empfangsleistung über mindestens 300° des Vollkreises gerechnet werden. Für den Betrieb im 2-m-Band (145 MHz) wird der unwahrscheinliche hohe Gewinn von 16 dB angegeben; er nimmt im Bereich des Fernsehbandes III wieder übliche Werte an. Sicherlich müssen diese Gewinnangaben bei exakter Nachprüfung nach kleineren Werten hin korrigiert werden. Die Benutzer solcher Winkelspreizdipole heben jedoch immer ihre ausgezeichneten Breitbandempfangseigenschaften hervor.

Bild 26.7. zeigt eine von *DL6MH* erprobte *Hornantenne* dieser Art. Es werden Dreiecke aus Leichtmetallrohr mit 3 m Seitenlänge verwendet. Von der gespeisten Spitze

aus verlaufen fächerförmig 15 Aluminiumröhren von je 8 mm Durchmesser nach außen. Die Antenne eignet sich hervorragend zum Empfang des UKW-Rundfunkbandes und bringt auch im Fernsehband I gute Ergebnisse. Im 2-m-Band ist sie einer 12-Element-Gruppenantenne gleichwertig, versagt dagegen völlig bei der Verwendung im 70-cm-Amateurband.

Selbstverständlich können die Abmessungen beliebig vergrößert oder verkleinert werden. Wird beispielsweise im UKW-Rundfunkband die annähernde Rundcharakteristik gewünscht, verkleinert man die Abmessungen auf 1,65 m Kantenlänge. Damit ist im 2-m-Band noch ein brauchbarer Antennengewinn zu erzielen, und im gesamten Fernsehband III kann mit guten Ergebnissen gerechnet werden.

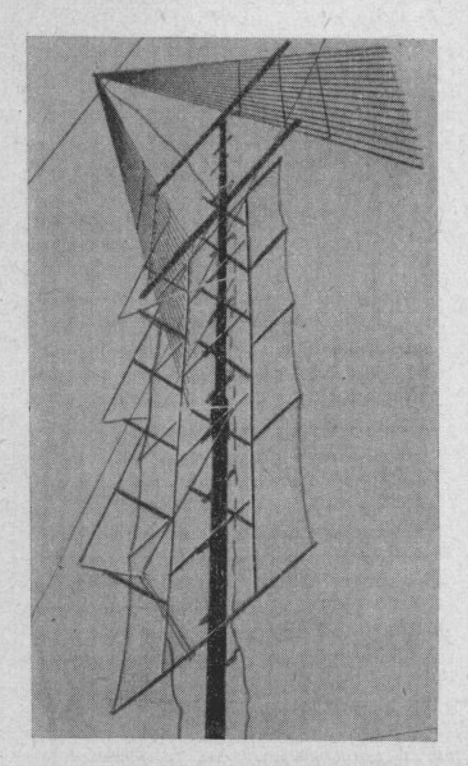


Bild 26.7. Hornantenne von *DL6MH* (darunter Bisquare vor Reflektorwand)

Bei einer Hornantenne mit 60° Öffnungswinkel stehen die Seitenlängen der Dreiecksflächen und die größte Betriebswellenlänge etwa im Verhältnis 1:2, d.h., die Brauchbarkeit einer Hornantenne mit beispielsweise 3 m Seitenlänge beginnt bei einer Betriebswellenlänge von 6 m = 50 MHz. Der Gewinn wächst mit steigender Frequenz so lange kontinuierlich, bis sich das Strahlungsdiagramm stark aufzublättern beginnt.

Die Impedanz im Speisepunkt XX beträgt bei der unteren Grenzfrequenz etwa 300 Ω und steigt nach höheren Betriebsfrequenzen hin bis auf etwa 380 Ω. Zur Speisung der Antenne eignet sich deshalb eine handelsübliche 300-Ω-Leitung. Verlustärmer und dauerhafter ist eine selbstgebaute luftisolierte Zweidrahtleitung mit etwa 350 Ω Wellenwiderstand.

Bei der Verwendung des Hornstrahlers als Sendeantenne muß man beachten, daß als Folge der Breitbandigkeit sämtliche im Senderausgangskreis vorhandenen Ober- und Nebenwellen unvermindert – möglicherweise durch den Antennengewinn verstärkt – mit abgestrahlt werden. Deshalb sind bereits im Sender die unerwünschten Störfrequenzen durch geeignete Maßnahmen wirksam zu unterdrücken.

26.2. Reflektorwandantennen

Eine *Reflektorwand* stellt eine relativ großflächige Metallkonstruktion dar, die für die elektromagnetischen Wellen etwa die gleiche Wirkung hat wie ein Spiegel in der Optik: Die Wellen werden von ihr reflektiert. Dabei ist der Einfallswinkel gleich dem Ausfallswinkel. Die Reflexionsfläche besteht im Idealfall aus einer großen Blechwand gut leitfähiger Oberfläche (im theoretischen Idealfall: unendlich große Fläche mit unendlich großer Leitfähigkeit).

Eine Fläche aus Maschendrahtgeflecht kommt der Reflektorwirkung einer ebenen Metallfläche annähernd gleich, wenn die

Maschenweite nicht größer als $\lambda/200$ ist. Untersuchungen von *Moullin* [1] haben gezeigt, daß sich die kompakte Reflektorwand auch durch ein Netz von Paralleldrähten ersetzen läßt, wenn ein bestimmtes Verhältnis zwischen Drahthalbmesser und Abstand der Drähte in Abhängigkeit von der Wellenlänge eingehalten wird. Dieser Zusammenhang ist aus Bild 26.8. zu ersehen. *Moullin* hat gleichzeitig bewiesen, daß der Drahtdurchmesser viel kleiner sein kann als in der Kurve angegeben; trotzdem verschlechtert sich die Wirksamkeit der Reflektorwand nicht merklich. Bei den meisten Reflektorwänden mit stabförmiger Struktur wählt man aus Gründen der Materialeinsparung und des geringeren Windwiderstandes Stababstände von etwa $\lambda/20$. Viele Amateure stellen sich Reflektorwände aus engmaschigem Drahtgeflecht her, wie es zum Einfrieden von Kükenausläufen verwendet wird. Das Geflecht soll so ausgespannt werden, daß dessen verdrillte Ecken parallel zur Strahlerlängenausdehnung verlaufen. Aus parallelen Rohren bestehende Reflektorflächen verwendet der Amateur selten. Sie sind teuer und bieten gegenüber den weitaus billigeren Maschendrahtwänden elektrisch keine Vorteile.

Für die Größe der Reflektorwand gilt allgemein die Faustregel: *Sie soll in jeder Richtung um wenigstens $\lambda/2$ über die Abmaße der Antenne hinausragen.* Ein Halbwellendipol, der sich in $\lambda/4$ Abstand vor einer Reflektorwand befindet, hat ein Vorwärts/Rückwärts-Verhältnis (VRV) von etwa 25 dB, wenn die Reflektorwand eine Höhe von $0{,}82\lambda$ aufweist; das VRV steigt auf 38 dB bei einer Wandhöhe von 2λ und auf 45 dB, wenn die Reflektorwand 4λ hoch ist.

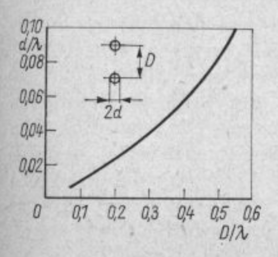


Bild 26.8. Der Zusammenhang zwischen Drahthalbmesser d und Drahtabstand D, bezogen auf die Wellenlänge λ, bei elektrisch dichten Reflektorwänden (nach *Moullin*)

Theoretisch ergibt sich der maximale Gewinn (> 7 dB), sofern man den Halbwellendipol unmittelbar vor der Reflektorwand anordnet (Abstand $< 0{,}05\lambda$). Das setzt jedoch eine unendlich große und ideal leitfähige Reflektorwand voraus. In der Praxis kann man diese extrem kleinen Dipolabstände nicht verwenden, weil die starke Annäherung erhöhte ohmsche Verluste an der Reflektorwand verursacht, außerdem wird die Fußpunktimpedanz sehr klein, und der Dipol bekommt somit eine geringe Bandbreite.

Hinsichtlich des Gewinnes sind Reflektorwandabstände zwischen etwa 0,1 und $0{,}35\lambda$ günstig. Einen Abstand von $0{,}5\lambda$ soll man vermeiden; denn in diesem Bereich spaltet sich die Hauptkeule in 2 starke Nebenkeulen auf. Sehr geeignet ist darüber hinaus wieder ein Dipolabstand von 0,65 bis $0{,}85\lambda$. Innerhalb der genannten Abstände liegt der praktisch erreichbare Gewinn bei 5 dB ± 1 dB, sofern eine ausreichend große und elektrisch dichte Reflektorwand verwendet wird. Die beiden abstandsabhängigen Gewinnmaxima sind für Breitbandanwendungen besonders günstig. Noch höhere Gewinne werden mit abgewinkelten oder gekrümmten Reflektorwänden erzielt.

26.2.1. Reflektorwand-Breitbandantennen

Flächenreflektoren sind im Ultrakurzwellenbereich noch etwas unhandlich; sie werden deshalb hauptsächlich im Gebiet der Dezimeterwellen verwendet. Besonders eignen sich Reflektorwände in Verbindung mit Breitbanddipolen, da ein Flächenreflektor im Gegensatz zum abgestimmten, stabförmigen Reflektor kein Resonanzgebilde darstellt und somit die Bandbreite nicht einschränkt.

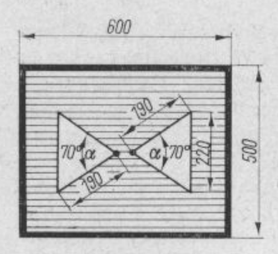


Bild 26.9. Einfache Breitband-Reflektorwandantenne mit 70°-Spreizdipol (Abstand der Reflektorwand 120 mm)

Reflektorwandantennen mit Spreizdipolen sind im UHF-Fernsehbereich (Band IV/V) beliebt, weil man mit ihnen das gesamte Frequenzspektrum bei gutem Antennengewinn empfangen kann. In diesem Fall ist man bestrebt, den Spreizwinkel α möglichst groß zu halten (60 bis 70°), damit sich der Frequenzgang der Speisepunktimpedanz in engen Grenzen bewegt (s. Abschn. 26.1.1.).

Bild 26.9. gibt das Schema eines vor einer Reflektorwand angeordneten Spreizdipols wieder, der für den Empfang eines Frequenzbereiches von 450 bis 900 MHz ausgelegt ist. Der in Bild 26.10. aufgeführte gemessene Gewinnverlauf – bezogen auf einen abgestimmten Halbwellendipol – zeigt, daß der Gewinn von rund 5 dB im Kanal 21 bis auf etwa 10 dB im Kanal 60 ansteigt. Der Abstand des Spreizdipols von der Reflektorwand beträgt 120 mm. Bedingt durch den großen Spreizwinkel von 70° liegt der Fußpunktwiderstand bei rund 170 Ω. Speist man über eine 240-Ω-Leitung, so ist der Welligkeitsfaktor über den gesamten Frequenzbereich kleiner als 2. Speisung mit Koaxialkabel über eine Halbwellenumwegleitung läßt sich ohne weiteres ermöglichen, die Bandbreite wird dadurch nur geringfügig eingeschränkt.

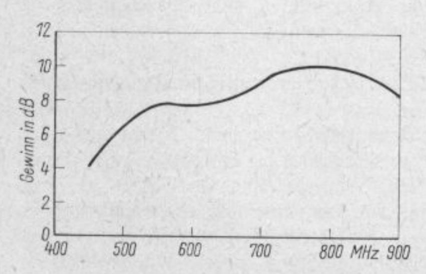


Bild 26.10. Der gemessene Gewinnverlauf in Abhängigkeit von der Frequenz für einen Spreizdipol vor Reflektorwand nach Bild 26.9.

Soll die Speisepunktimpedanz annähernd 240 Ω betragen, muß der Spreizwinkel α auf etwa 45° verkleinert werden. Die Bandbreite fällt durch diese Maßnahme etwas ab, und der Frequenzgang der Fußpunktimpedanz steigt an.

26.2.2. Gestockte Reflektorwand–Breitbanddipole

Die Vorzüge einer Dipolspalte können auch in Verbindung mit einer Reflektorwand und bei Verwendung von Ganzwellenspreizdipolen genutzt werden. Bei der Stockung von Breitbanddipolen ergeben sich hauptsächlich Speisungsprobleme; denn die Erregung der einzelnen Ebenen soll möglichst keine oder eine nur geringfügige Verschlechterung der Breitbandeigenschaften verursachen. Deshalb sind abgestimmte Transformationsglieder nach Möglichkeit zu vermeiden, eine reine Widerstandsanpassung ist anzustreben.

Sollen 2 Ganzwellenspreizdipole gestockt werden, wäre eine Fußpunktimpedanz des Einzeldipols von rund 480 Ω günstig, denn aus der Parallelschaltung beider Eingangsimpedanzen würden nun am zentralen Speisepunkt 240 Ω verfügbar sein. Allerdings dürfte dann nach Bild 26.2. der Spreizwinkel α des Schmetterlingsdipols nur etwa 15° betragen. Die Folge wäre eine relativ geringe Bandbreite, wobei zwangsläufig auch der Frequenzgang der Fußpunktimpedanz ansteigen würde. Kleine Spreizwinkel bilden deshalb keine günstige Lösung.

Sollen nur 2 Ebenen gestockt werden, ist es zweckmäßiger, den Spreizwinkel α mit etwa 50° zu wählen, wodurch die Fußpunkt-

impedanz nach Bild 26.2. annähernd 240 Ω wird. Die Parallelschaltung im zentralen Speisepunkt ergibt dann eine Impedanz von 120 Ω. Schließt man dort eine 240-Ω-Leitung an, so beträgt das durch Fehlanpassung verursachte Stehwellenverhältnis 2:1. Es kann für eine Kompromißlösung zumindest im Empfangsbetrieb zugelassen werden, denn ihre Vorzüge gegenüber Ausführungen mit kleinem Spreizwinkel überwiegen bei weitem. Bild 26.11.a zeigt diese Kompromißlösung für gestockte Schmetterlingsdipole mit 50° Spreizwinkel. Die Verbindungsleitung besteht aus einer beliebig langen, durch den Stockungsabstand festgelegten 240-Ω-Leitung. Der zentrale Speisepunkt befindet sich in der geometrischen Mitte dieser Leitung. Den Abstand der Anordnung von der Reflektorwand wählt man mit 0,2λ ,bezogen auf die größte Betriebswellenlänge. Bei diesem Abstand wird die Speisepunktimpedanz nur geringfügig verringert.

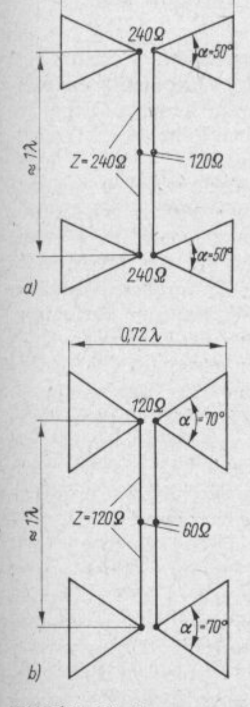


Bild 26.11. Die Erregung von gestockten Spreizdipolen vor einer Reflektorwand; a – Spreizwinkel $\alpha = 50°$, Abstand zu Reflektorwand 0,2λ, b – Spreizwinkel $\alpha = 70°$, Abstand zur Reflektorwand 0,15λ (Reflektorwand nicht mitgezeichnet)

Eine andere, günstigere Möglichkeit zeigt Bild 26.11.b. In diesem Fall wurde ein Spreizwinkel von 70° gewählt, wobei der Fußpunktwiderstand des Einzeldipols nur noch etwa 170 Ω beträgt (s. Bild 26.2.). Nähert man den Spreizdipol der Reflektorwand auf etwa 0,15λ (bezogen auf die größte Betriebswellenlänge), wird seine Fußpunktimpedanz – allerdings etwas frequenzabhängig – auf annähernd 120 Ω sinken. Somit könnte man beide Dipole über eine beliebig lange 120-Ω-Leitung (z.B. Typ *120 D 10-1*) miteinander verbinden. Im zentralen Speisepunkt ist dann ein symmetrischer Fußpunktwiderstand von annähernd 60 Ω vorhanden. Über einen breitbandigen Symmetriewandler (s. Abschn. 7.) läßt sich dort ein handelsübliches Koaxialkabel anschließen. Häufig kann man auch auf den Symmetriewandler verzichten und das Kabel direkt anschließen.

Wird der Stockungsabstand zweier Ganzwellenspreizdipole mit etwa 1λ bemessen, darf mit frequenzabhängigen Antennengewinnen zwischen 9 und 12,5 dB gerechnet werden. Voraussetzung dafür ist, daß sich die gestockten Schmetterlingsdipole vor einer ausreichend groß bemessenen Reflektorwand befinden. Als ausreichend darf im vorliegenden Fall eine Reflexionsfläche von rund 2λ Höhe und 1λ Breite angesehen werden.

26.2.3. Der Dipol mit Winkelreflektor (Corner Reflector)

Hohe Antennengewinne werden bereits mit einfachen Dipolen erzielt, wenn man sie im Brennpunkt einer winkelförmigen Reflektorwand anbringt. Da bei der Reflexion der

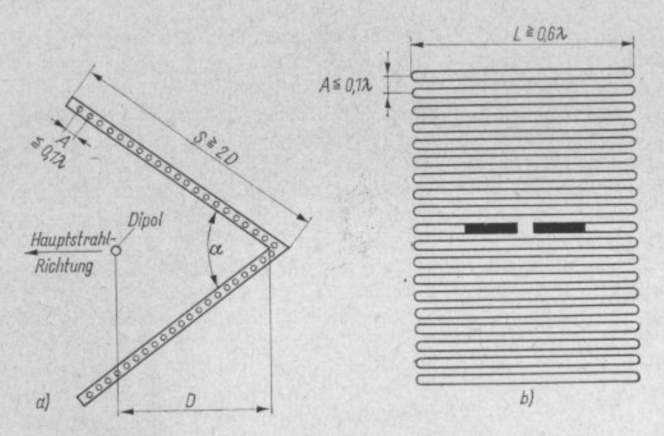


Bild 26.12. Der Dipol mit Winkelreflektor; a – Seitenansicht, b – Ansicht von vorn

Ausfallswinkel der Wellen gleich ihrem Einfallswinkel ist, läßt sich nachweisen, daß ein Großteil der die Reflektorwand treffenden Strahlung zum Dipol reflektiert wird (vorausgesetzt, der Dipol befindet sich im Brennpunkt des Winkelreflektors). Der Winkelreflektor hat mit seinen ebenen Flächen keinen definierten Brennpunkt, dazu müßte eine parabolisch gekrümmte Fläche vorhanden sein. Jedoch lassen sich auch mit dieser unvollkommenen Art der Strahlungskonzentration erhebliche Antennengewinne erzielen.

Das Schema eines Dipols mit Winkelreflektor zeigt Bild 26.12. Wie aus der Seitenansicht 26.12.a zu ersehen ist, befindet sich der Dipol in einem bestimmten Abstand D auf der Winkelhalbierenden einer Winkelreflektorfläche mit dem Öffnungswinkel α. Der Öffnungswinkel α beträgt allgemein 90°, seltener 60° und in Ausnahmefällen 45°. Der optimale Dipolabstand D ist vom Öffnungswinkel α abhängig. Die Schenkellänge S sollte mindestens dem doppelten Dipolabstand ($\geqq 2D$) entsprechen, größere Schenkellängen erhöhen den Gewinn.

Werden keine besonderen Ansprüche an die Bandbreite gestellt, so besteht das gespeiste Element entweder aus einem gestreckten Halbwellendipol, oder es wird als Schleifendipol ausgebildet. In diesem Fall muß die Breite L des Winkelreflektors mindestens $0{,}6\lambda$ betragen. Längere Dipole erfordern entsprechend breitere Winkelreflektoren.

Werden die Reflexionsflächen entsprechend Bild 26.12. b aus einzelnen Stäben oder Drähten hergestellt, so ist der Abstand $A \leqq 0{,}1\lambda$ zu wählen. In der Praxis findet man aber auch erheblich größere Abstände. Steht kein Stabmaterial zur Verfügung, dann läßt sich auch Cu-Draht von 1 bis 2 mm Durchmesser verwenden. Die Seitenlatten des Winkelgestelles werden durchbohrt; nun fädelt man den Draht in Form eines langgezogenen Mäandermusters als fortlaufenden Leiter ein. Mit noch besserem Erfolg, besonders im Dezimeterwellenbereich, kann man ein engmaschiges Drahtnetz zur Bespannung der Winkelreflektorwand verwenden. Ein Beispiel dafür zeigt Bild 26.13. In diesem Fall wird außerdem ein Breitbanddipol eingesetzt, der ebenso wie die Reflektorwand axial abgewinkelt ist. Das industrielle Muster einer Breitband-Winkelreflektorantenne für den Fernsehempfang im Band IV/V stellt Bild 26.14. dar. Im Bereich zwischen 470 bis 790 MHz erzielt diese Antenne Gewinne zwischen 10 (Kanal 21) und 12,5 dB (Kanal 55). Trotz des verhältnismäßig weitmaschigen Winkel-



Bild 26.13. Breitband-Winkelreflektorantenne mit Maschendrahtreflektor

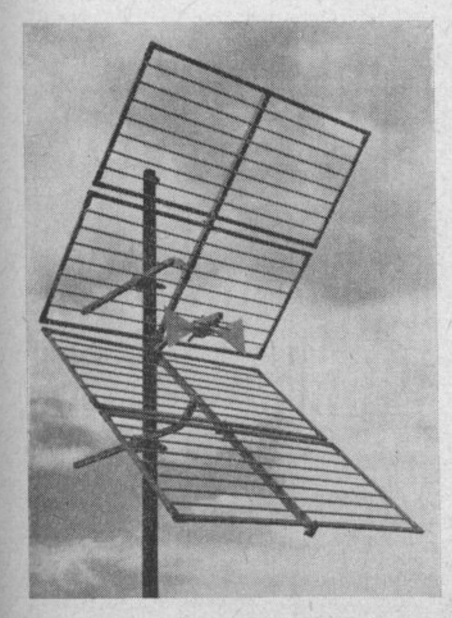


Bild 26.14. *Corner*-Antenne für Band IV/V (VEB *Antennenwerk* Bad Blankenburg)

reflektors wird eine Rückdämpfung von ≧25 dB erreicht.

In Bild 26.15. werden Diagramme gegeben, aus denen der Gewinn und der Strahlungswiderstand von Winkelreflektorantennen in Abhängigkeit vom Dipolabstand D hervorgeht. Zu Vergleichszwecken sind diese Diagramme auch für eine ebene Reflektorwand (Öffnungswinkel 180°) in Bild 26.15.a aufgeführt. Wie ersichtlich, tritt in diesem Fall der Maximalgewinn mit fast 7,5 dB bei einem Dipolabstand von 0,1λ auf. Durch den niedrigen Strahlungswiderstand von 25 Ω und die große Annäherung an die Reflektorwand entstehen jedoch so hohe ohmsche Verluste, daß dieser Gewinn in der Praxis nicht erreicht werden kann. Ein Abstand von 0,2λ dürfte sich als die günstigere Lösung erweisen (Gewinn = 6 dB). Die Kurve des Strahlungswiderstandes erhärtet die bereits getroffene Feststellung, daß der Fußpunktwiderstand eines Dipols vor einer ebenen Reflektorwand nicht verändert wird, wenn der Dipolabstand 0,2λ beträgt.

Bild 26.15.b zeigt die Kurven für einen 90°-Winkelreflektor. Mit D = 0,33λ ergibt sich ein günstiger Abstand; denn der Gewinn beträgt 10 dB und der Strahlungswiderstand liegt ebenfalls bei 60 Ω. In Bild 26.15.c findet man für einen Öffnungswinkel α von 60° die brauchbarste Bemessung des Dipolabstandes mit 0,5λ; denn der Gewinn beträgt nun 12,5 dB und der Strahlungswiderstand liegt bei 75 Ω. Höchsten Antennengewinn bringen Öffnungswinkel von 45° (Bild 26.15.d). Für den Maximalgewinn von 14,5 dB muß der Dipolabstand D 0,6λ betragen; der dabei auftretende Strahlungswiderstand von 50 Ω liegt für Anpassungszwecke noch günstig.

Es ist für die Speisung sehr vorteilhaft, daß man immer Fußpunktwiderstände erhält, die im Bereich des Wellenwiderstandes handelsüblicher Koaxialkabel liegen. Über einen Viertelwellensperrtopf oder einen anderen Symmetriewandler lassen sich alle aufgeführten Formen mit Koaxialkabel speisen. Soll eine 240-Ω-Leitung zur Speisung verwendet werden, ersetzt man den

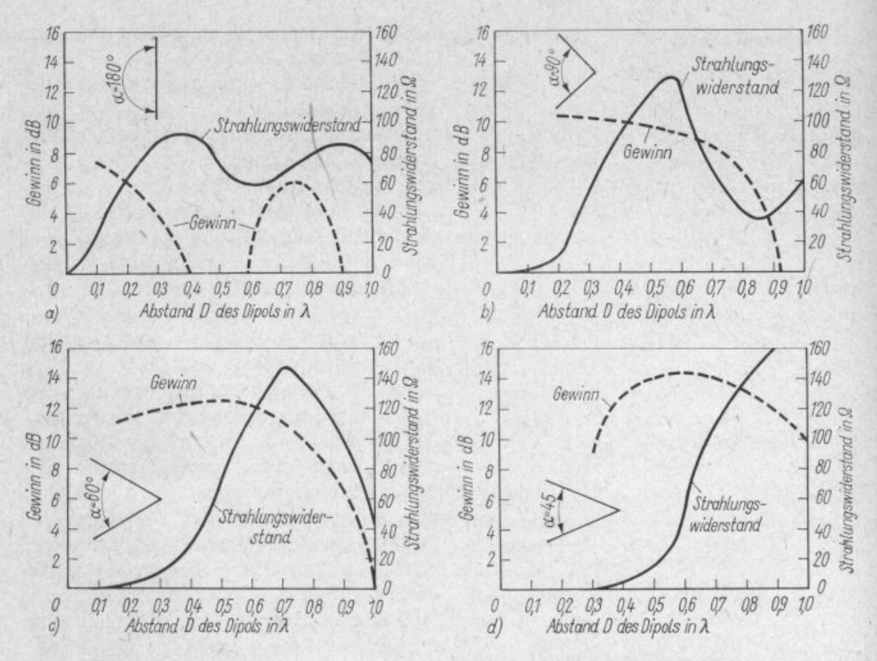


Bild 26.15. Der Verlauf des Gewinnes und des Strahlungswiderstandes bei Winkelreflektordipolen in Abhängigkeit vom Dipolabstand D; a – Dipol vor ebener Reflektorwand (Öffnungswinkel 180°), b – Halbwellendipol mit Winkelreflektor von 90° Öffnungswinkel, c – Halbwellendipol mit Winkelreflektor von 60° Öffnungswinkel, d – Halbwellendipol mit Winkelreflektor von 45° Öffnungswinkel

gestreckten Halbwellendipol durch einen Schleifendipol.

In Tabelle 26.1. werden die geometrischen Abmessungen von Winkelreflektorantennen für das 2-m- und 70-cm-Amateurband aufgeführt. Die einzelnen Positionen beziehen sich auf Bild 26.12. (alle Angaben in mm).

Tabelle 26.1. Abmessungen von Winkelreflektorantennen für 145 MHz und 435 MHz

Frequenzband in MHz	145	145	435	435	435
Öffnungswinkel	90°	60°	90°	60°	45°
Schenkellänge S	≧1370	≧2060	≧460	≧700	≧830
Reflektorwandbreite L	≧1250	≧1250	≧420	≧420	≧420
Dipolabstand D	683	1035	228	345	414
Dipollänge	970	970	320	320	320
Stababstand A	≦125	≦125	≦40	≦40	≦40
Gewinn in dB	10	12,5	10	12,5	14,5
Fußpunktwiderstand in Ω	60	75	60	75	50

26.3. Sonderformen von Längsstrahlern

Die bekannteste und am stärksten verbreitete Längsstrahlerform ist die *Yagi*-Antenne. Daneben gibt es noch eine Reihe von Ausführungen längsstrahlender Strukturen, die sich zum Teil vom *Yagi*-System ableiten lassen, vorwiegend aber nach anderen Prinzipien konstruiert sind. Einige bekanntere Formen, die auch für den Amateurfunk bestimmte Bedeutung haben, werden nachstehend besprochen.

26.3.1. Die Backfire-Antenne

Wie aus Bild 26.16. ersichtlich ist, kann die Backfire-Antenne als Kombination der Lang-*Yagi*-Antenne mit einer Reflektorwand betrachtet werden. Ihre Wirkungsweise läßt sich für den Sendefall leicht erklären: Die vom gespeisten Element S ausgehende Strahlung wird mit Unterstützung des Dreifachreflektors (R) über das Wellenleitersystem der Direktoren zur großflächigen Backfire-Wand geführt. Dort erfolgt Reflexion, die Strahlung durchläuft deshalb die *Yagi*-Struktur ein 2. Mal in umgekehrter Richtung und pflanzt sich als gebündelte Strahlung im freien Raum fort. Da die *Yagi*-Struktur von der Welle 2mal durchlaufen wird, hat eine Backfire etwa die gleichen Kenndaten wie eine Lang-*Yagi*-Antenne doppelter Länge. Der *Yagi*-Abschnitt der in Bild 26.16. dargestellten Backfire hat z.B. eine Länge von 1,5λ, sie entspricht deshalb hinsichtlich ihrer charakteristischen Strahlungseigenschaften einer Lang-*Yagi* von 3λ Länge und doppelter Elementeanzahl.

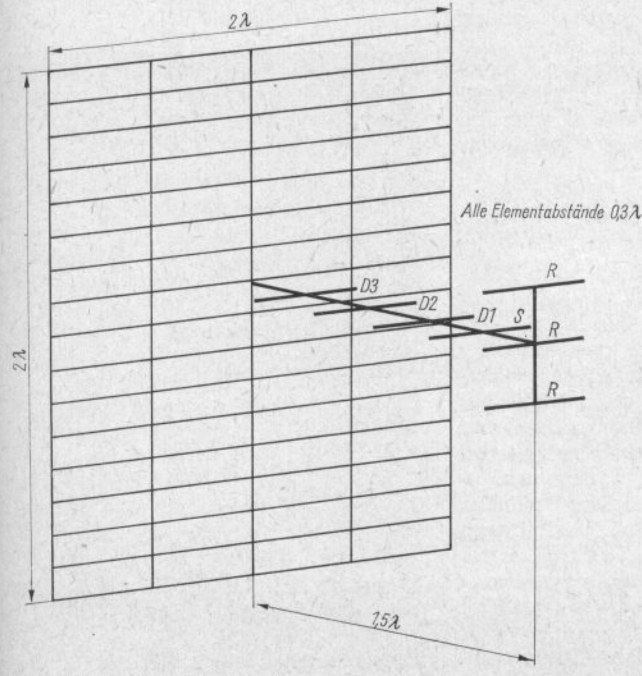


Bild 26.16. Die Backfire-Antenne

Die Theorie besagt, daß bei Verdoppelung der Antennenlänge und der Elementezahl der Gewinn einer *Yagi*-Antenne um maximal 3 dB ansteigen kann; in der Praxis werden wegen der auftretenden Verluste nur etwa 2,5 dB Gewinnzuwachs erreicht. Eine ähnliche Aussage erhält man auch aus Bild 22.7., das bei der Längenverdopplung einer *Yagi* von 1,5λ auf 3λ einen Gewinnanstieg um 2,3 dB ausweist. Scheinbar ist aber bei dieser Theorie über den möglichen Gewinnzuwachs die Wirkung der relativ großen Backfire-Wand als Reflexionsfläche nicht ausreichend berücksichtigt, denn die im Literaturverzeichnis aufgeführten Veröffentlichungen geben übereinstimmend meßtechnisch ermittelte Gewinnerhöhungen zwischen etwa 4 dB und 6 dB an, bezogen auf eine gleichlange *Yagi* ohne Backfire-Wand. Es wird außerdem hervorgehoben, daß die Größe der Reflexionsfläche erheblich den Gewinn beeinflußt. Dabei gilt allgemein die Regel: Die Backfire-Wand soll um so größer sein, je länger die verwendete *Yagi*-Struktur ist.

Zur Bestimmung der optimalen Kantenlänge L einer Backfire-Wand in Abhängigkeit von der Antennenlänge D kann folgende Näherungsgleichung angewendet werden:

$$L = \sqrt{1,5}\, D; \qquad (26.1.)$$

L – Seitenlänge der quadratischen Backfire-Wand in λ,
D – Länge der *Yagi*-Struktur in λ.

Für die in Bild 26.16. skizzierte Backfire-Antenne wird ein Gewinn von 14,5 dB bei einem horizontalen Öffnungswinkel von 28° angegeben (vertikaler Öffnungswinkel etwa 35°). Dabei muß allerdings vorausgesetzt werden, daß die Backfire-Wand eine Seitenlänge von je 2λ hat und die 1,5λ lange *Yagi*-Struktur für maximalen Gewinn bemessen ist. Eine ohne Reflektorwand optimal bemessene *Yagi*-Antenne verändert ihre Resonanzeigenschaften stark, wenn sie mit der Backfire-Reflexionsfläche verbunden wird. Um wieder maximalen Gewinn zu erhalten, können die Elementabstände beibehalten werden, jedoch muß man alle Elementlängen verändern. Als Näherungsregel gilt dabei, daß gespeistes Element und Reflektoren zu verlängern sind, während die Direktoren verkürzt werden müssen.

Für Amateure dürfte der Optimalabgleich einer Backfire kaum durchzuführen sein. Schon aus mechanischen Gründen wäre die Verwendung einer Backfire für Amteurzwecke nur im 70-cm-Band sinnvoll. Bei geringerem Aufwand ist die Backfire durch gleichwertige und weniger sperrige Lang-*Yagis* zu ersetzen. Besteht die Möglichkeit, große Reflektorwände zu errichten, wie man sie für eine Backfire benötigt, so sind gestockte Reflektorwandantennen für den Selbstbau erfolgversprechend. Sie weisen bei annähernd gleichem Gewinn Breitbandeigenschaften auf; sie sind deshalb in der Bemessung unkritisch.

Backfire-Antennen für den Empfang der Fernsehbänder IV/V wurden von der Indu-

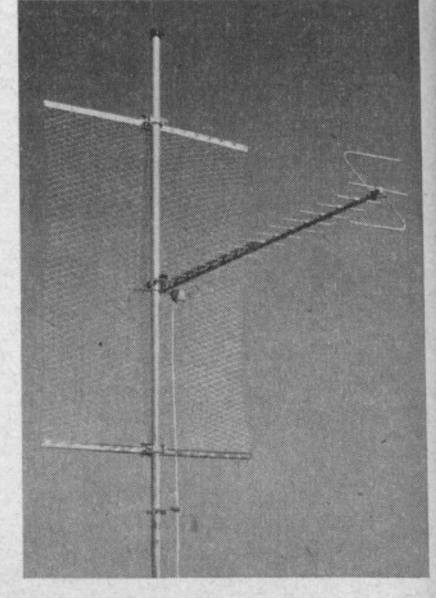


Bild 26.17. Backfire-Antenne für den Fernsehempfang (Werkfoto: *Kathrein*)

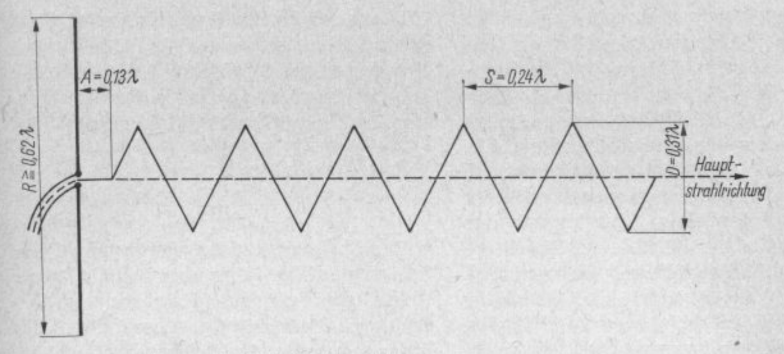


Bild 26.18. Das Schema des Helical-Richtstrahlers

strie entwickelt. Als Beispiel ist in Bild 26.17. eine von der Fa. *Kathrein* hergestellte Backfire wiedergegeben.

26.3.2. Die Helical-Antenne

Dieser interessante Richtstrahler ist auch unter den Namen *Wendelantenne*, *Spulenantenne*, *Korkenzieherantenne* und *Helix-Beam* bekannt. Die *Helical-Antenne* nimmt eine Sonderstellung unter den bekannten Antennen ein, da ihre Abstrahlung zirkular (kreisförmig umlaufend) bzw. elliptisch polarisiert ist. Wenn mit dieser Antennenart von Amateuren bisher nur gelegentliche Versuche durchgeführt wurden, so läßt sich das hauptsächlich darauf zurückführen, daß eine zirkular polarisierte Sendeantenne nur dann die bestmöglichen Übertragungseigenschaften ermöglicht, sofern auch die Empfangsantenne der Gegenstation zirkulare Polarisation aufweist.

Eine kreisförmig umlaufende Polarisation entsteht, wenn ein Leiter zu einer Wendel aufgewickelt wird. Dabei muß die Länge je Windung 1λ betragen. Das entspricht unter Berücksichtigung des Verkürzungsfaktors einem Windungsdurchmesser D von rund $0{,}31\lambda$. Voraussetzung ist weiterhin, daß mindestens 3 Wdg. vorhanden sind; die Reinheit der Zirkularpolarisation steigt mit der Windungsanzahl. Eine einfache Drahtwendel mit den oben genannten Abmessungen strahlt bidirektional aus der Längsachse der Wendel. Die Strahlung wird durch eine Reflektorscheibe einseitig gerichtet, wobei eine Verstärkung der einseitig axialen Abstrahlung eintritt.

Das Schema eines Helix-Beam mit den dazugehörigen Berechnungsangaben zeigt Bild 26.18. Die Spulenwindungen sind in dieser Zeichnung vereinfacht dargestellt. Der Spulendurchmesser $D = 0{,}31\lambda$ kann – bezogen auf die Frequenz – nach

$$D = \frac{9300}{f} \qquad (26.2.)$$

errechnet werden (D in cm, f in MHz).

Aus dem Wendeldurchmesser D ergibt sich der Wendelumfang L mit

$$L = D \cdot 3{,}14. \qquad (26.3.)$$

Eine weitere wichtige Kenngröße der Wendelantenne ist der Steigungswinkel, aus dem sich der Windungsabstand S errechnen läßt. Steigungswinkel zwischen 6° und 24° sind zulässig, 14° jedoch üblich, weil damit die günstigsten Antenneneigenschaften erzielt werden. Aus dem Steigungswinkel von 14° ergibt sich ein Windungsabstand S von $0{,}24\lambda$. Bezogen auf die Frequenz lautet die Berechnungsformel

$$S = \frac{7200}{f}; \qquad (26.4.)$$

S in cm, f in MHz.

Der Reflektordurchmesser kann klein sein, sollte jedoch immer größer als $0{,}5\lambda$ gewählt werden, weil dann der Eingangswiderstand des Systems kaum noch beeinflußt wird. Große Reflektorflächen ergeben eine besonders starke Rückdämpfung. Ein brauchbarer Mittelwert ist gewährleistet, wenn man den Durchmesser des Reflektors gleich dem doppelten Durchmesser der Wendel wählt ($2D = 0{,}62\lambda$). Die Reflektorscheibe hat die Form einer Kreisscheibe, es sind jedoch auch quadratische Metallflächen zulässig. Während man im UHF-Bereich fast immer kompakte Blechscheiben verwendet, können besonders im VHF-Bereich aus Gründen der Materialeinsparung und Gewichtsverringerung auch Reflektoren nach Bild 26.19. oder Bild 26.22. eingesetzt werden. Der Abstand A des Reflektors vom Windungsanfang wird zweckmäßig mit $0{,}13\lambda$ gewählt (etwa $S/2$). Die dazugehörige, auf die Frequenz bezogene Berechnungsformel lautet

$$A = \frac{3900}{f}; \qquad (26.5.)$$

A in cm, f in MHz.

Der Durchmesser d des Wendelleiters soll $0{,}02\lambda$ sein. Wenn der Wendelumfang $L = 1\lambda$ beträgt, kann mit einer Fußpunktimpedanz Z von 136 Ω gerechnet werden. Ist $L < 1\lambda$, wird $Z < 136\,\Omega$, wobei Z sehr von der Frequenz abhängt. Dagegen bleibt Z über einen großen Frequenzbereich weitgehend konstant, wenn $L \geqq 1\lambda$. Für einen Wendelumfang L zwischen 0,75 und $1{,}35\lambda$ gilt zur Berechnung des Fußpunktwiderstandes Z die Näherungsgleichung

$$Z = 136 \cdot L; \qquad (26.6.)$$

Z in Ω, L in λ.

Der Speisepunkt ist unsymmetrisch, die Speisung erfolgt daher über Koaxialkabel.

Aus dem geringen Frequenzgang des Eingangswiderstandes geht hervor, daß die Helical gute Bandbreiteeigenschaften hat. Bei einem Windungsabstand S von $0{,}24\lambda$ – entsprechend einem Steigungswinkel von 14° – wird innerhalb eines nutzbaren Frequenzbereiches von 1:1,6 der Welligkeitsfaktor nicht größer als 1,35.

Gewinn und Bündelungseigenschaften einer Helical-Antenne sind von der Windungsanzahl n, dem Wendelumfang L und dem Windungsabstand S abhängig. Der Gewinn nimmt annähernd proportional mit der Windungsanzahl n zu. Von *Kraus* wurden Näherungsformeln für die Berechnung des Gewinnes G angegeben, die bei Steigungswinkeln zwischen 12° und 15° sowie ab mindestens 3 Wdg. Gültigkeit haben. Der Gewinn wird dabei auf einen zirkular polarisierten Isotropstrahler bezogen

$$G = 15 \cdot L^2 \cdot n \cdot S; \qquad (26.7.)$$

G – numerisches Verhältnis, L und S in λ.

Der Gewinn als logarithmisches Verhältnis in dB ergibt sich aus

$$G = 10 \lg L^2 \cdot n \cdot S \cdot 15; \qquad (26.8.)$$

G in dB, L und S in λ.

Ebenfalls von *Kraus* wurde eine Berechnungsformel für den Öffnungswinkel α der Hauptstrahlung (Leistungshalbwertbreite) ermittelt

$$\alpha = \frac{52}{L \cdot \sqrt{n \cdot S}}; \qquad (26.9.)$$

Öffnungswinkel α in °.

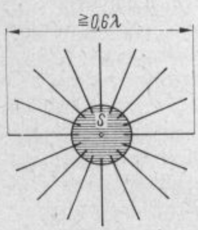


Bild 26.19. Vereinfachter Reflektor für den Helix-Beam

Auch diese Beziehung hat nur bei Steigungswinkeln zwischen 12 und 15° und für eine Windungsanzahl $n \geqq 3$ Gültigkeit.

Im allgemeinen bezeichnet man die Helical-Antenne als zirkular polarisiert, obgleich elliptische Polarisation vorliegt. Bei dieser Ellipse ist das Verhältnis der großen zur kleinen Achse jedoch sehr gering und wird mit steigender Windungszahl immer kleiner. Das Achsenverhältnis R_A ergibt sich aus der Beziehung

$$R_A = \frac{2n + 1}{2n}. \qquad (26.10.)$$

Das bedeutet, daß sich z.B. das Verhältnis der großen zur kleinen Ellipsenachse bei der Mindestwindungszahl $n = 3$ wie 7:6 verhält, während es bei $n = 7$ nur noch 14:15 beträgt.

Tabelle 26.2. Gewinn und Öffnungswinkel einer Helical-Antenne nach Bild 26.18. in Abhängigkeit von der Windungsanzahl n

Windungsanzahl in n	Gewinn in dB	Öffnungswinkel in °
3	7,9	61
4	9,1	53
5	10,2	47
6	11,0	43
7	11,7	40
8	12,3	37
9	12,8	35
10	13,2	33
11	13,6	31,5
12	14,0	30

In Tabelle 26.2. sind die in Abhängigkeit von der Windungsanzahl n zu erwartenden Gewinne in dB mit den dazugehörigen Öffnungswinkeln aufgeführt. Die Berechnung erfolgte nach Gl. (26.8.) bzw. Gl. (26.9.). Dabei wird die übliche Bemessung von S mit $0{,}24\lambda$ (14° Steigungswinkel) und D mit $0{,}31\lambda$ (Wendelumfang 1λ) vorausgesetzt. Das Ergebnis aus Gl. (26.8.) bezieht den Gewinn auf einen Isotopstrahler (Kugelstrahler); um schnellere Vergleichsmöglichkeiten zu schaffen, sind die Gewinnangaben der Tabelle 26.2. wie üblich auf einen abgestimmten $\lambda/2$-Dipol bezogen.

Bei nicht allzulangen Speiseleitungen kann der Strahler über ein 75-Ω-Koaxialkabel (z.B. Typ *75-7-8*) direkt erregt werden (Bild 26.18.). Der Welligkeitsfaktor wird dann kleiner als 2. Besser ist es jedoch, genaue Anpassung durch einen koaxialen Viertelwellentransformator herzustellen. Ein Q-Match nach Bild 6.8. kann ebensogut durch ein koaxiales Leitersystem gebildet werden. Es ist dazu nur erforderlich, den gesuchten Wellenwiderstand Z dieser konzentrischen Leitung nach Gl. (5.31.) zu errechnen. Wird der Fußpunktwiderstand Z_A des Helix-Beam mit 125 Ω angenommen und soll an ein 60-Ω-Koaxialkabel Typ *60-7-2* angepaßt werden (Z_E), so errechnet sich der Wellenwiderstand Z des konzentrischen Viertelwellentransformators aus

$$Z = \sqrt{Z_A \cdot Z_E} = \sqrt{125 \cdot 60} = \sqrt{7500}$$
$$= 86{,}6\,\Omega.$$

Nach Bild 5.5. ergibt sich bei einer luftisolierten, konzentrischen Leitung der gewünschte Wellenwiderstand von rund 87 Ω, wenn das Verhältnis Außendurchmesser des Innenleiters zu Innendurchmesser des Außenleiters 1:4,4 beträgt. Der Einfachheit halber wird der Innenleiter des Koaxialkabels Typ *60-7-2* mit einem Durchmesser von 1,6 mm auch als Innenleiter für den Viertelwellentransformator verwendet. Für das Außenrohr des Q-Match ergibt sich dann ein Innendurchmesser von $1{,}6 \cdot 4{,}4 \approx 8$ mm.

Bild 26.20. zeigt einen Ausführungsvorschlag für den konzentrischen Anpassungstransformator. Die Gesamtlänge dieser Leitung beträgt unter Berücksichtigung des Verkürzungsfaktors $0{,}24\lambda$. Sollten auf Grund des geringen Innendurchmessers von 7 mm für das Außenrohr mechanische Schwierigkeiten auftreten, so können beliebig größere Rohrweiten benutzt werden.

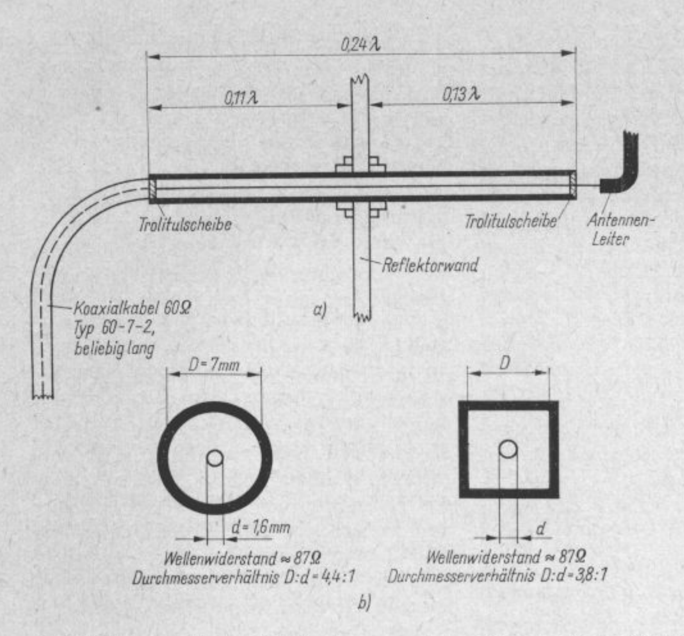


Bild 26.20. Konzentrischer Viertelwellenanpassungstransformator für den Helix-Beam; a – Längsschnitt, b – Querschnitt

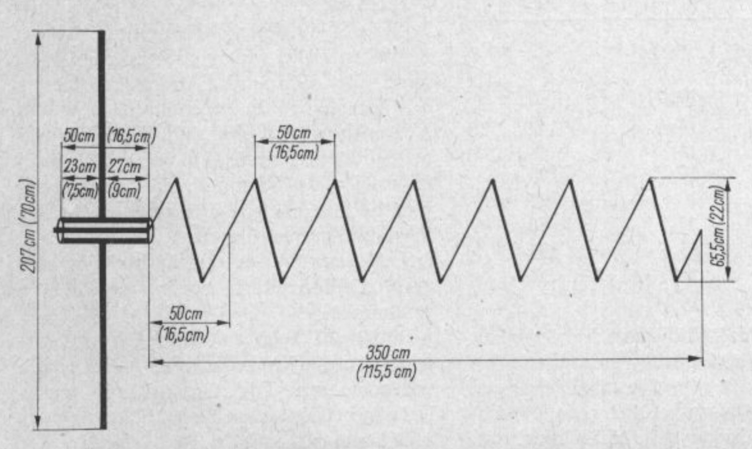


Bild 26.21. Die Helical-Antenne für das 2-m-Band; Einzelheiten über Reflektor und Anpassungstransformator siehe Bild 26.19. und Bild 26.20.

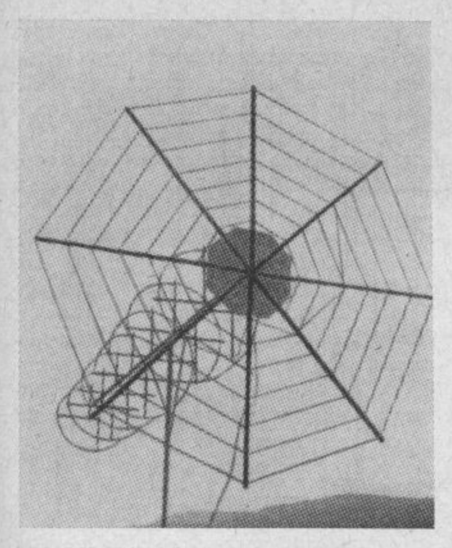
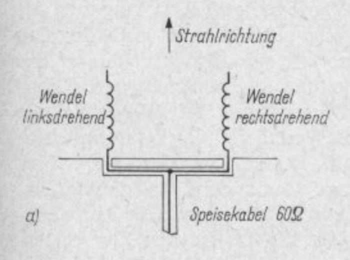


Bild 26.22. Helical-Antenne von *DL6MH*



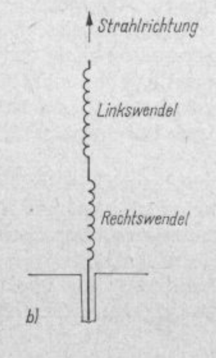


Bild 26.23. Lineare Polarisation durch 2 Helical-Antennen mit gegenläufig gewickelten Wendeln; a – durch Parallelschaltung der Wendeln, b – durch Serienschaltung der Wendeln

Für den Wellenwiderstand von 87 Ω ist lediglich entscheidend, daß jeweils das Durchmesserverhältnis mit 4,4:1 gewahrt bleibt. Bei der Selbstherstellung einer solchen konzentrischen Leitung ist es oft einfacher, dem Außenleiter einen quadratischen Querschnitt zu geben. In diesem Fall beträgt für einen Wellenwiderstand von 87 Ω nach Bild 5.6. das Verhältnis $D:d = 3{,}8:1$.

Bild 26.21. zeigt das Schema einer Helical-Antenne, deren Speisepunkt über einen Viertelwellentransformator für den Anschluß eines Koaxialkabels angepaßt ist. Mit den eingetragenen Abmessungen hat der Strahler Resonanz im 2-m-Band, die entsprechenden Werte für den 70-cm-Betrieb sind in Klammern beigefügt. Bei dieser Ausführung wurde ein Reflektordurchmesser von 1λ gewählt. Selbstverständlich kann die Reflektorscheibe ohne Änderung der sonstigen Werte bis auf $0{,}63\lambda$ Durchmesser verkleinert werden. Nach Tabelle 26.2. ist mit dieser Antenne ein Gewinn von 11,7 dB bei einem Öffnungswinkel von 40° zu erreichen.

Zur Spulenherstellung eignet sich 10-mm-Alurundmaterial, wie es beim Blitzableiterbau verwendet wird, besonders gut. Es ist in den erforderlichen Längen erhältlich und läßt sich sehr gut biegen. Die Spulenwindungen können auf einem passenden Holzgerüst festgelegt werden. Einen metallischen Tragemast darf man nur an der Rückseite der Reflektorwand befestigen. In diesem Fall wird jedoch das gesamte System zu stark kopflastig. Es ist deshalb oft günstiger, wenn ein hölzerner Mast die Antenne in ihrem Schwerpunkt trägt.

Eine von *DL6MH* gebaute und erprobte Helical zeigt Bild 26.22. Bei dieser Antenne wird ein spinnennetzartiger Reflektor aus Drähten verwendet. Der Erbauer hebt besonders die außerordentliche Richtschärfe hervor.

Empfängt man eine zirkular polarisierte Strahlung mit einer linear polarisierten Antenne und umgekehrt, so wird dem Feld nur die Hälfte jener Energie entzogen, die bei gleicher Polarisation übertragen werden könnte. Das bedeutet einen Verlust von 3 dB. Es gibt jedoch auch Möglichkeiten, mit Helical-Antennen linear polarisierte Wellen abzustrahlen und zu empfangen. Dazu werden 2 gleichartige Wendelantennen nach Bild 26.23.a zu einer Gruppe zusammengeschaltet, wobei die Bedingung besteht, daß der Windungssinn der beiden Wendeln gegenläufig ist (eine Linkswendel und eine Rechtswendel).

Bei gleichem Windungssinn bleibt die Polarisation elliptisch. Werden die beiden gegensinnigen Wendeln in der waagrechten Ebene nebeneinander angeordnet, so ist die Polarisation horizontal. Vertikale Polarisation entsteht, wenn man beide Wendeln übereinander stockt. Ebenfalls lineare Polarisation kann herbeigeführt werden, wenn man nach Bild 26.23.b zwei gleichartige gegenläufige Wendeln in Achsrichtung hintereinanderschaltet. Auf Grund der dabei auftretenden mechanischen und elektrischen Schwierigkeiten hat diese Anordnung jedoch kaum einen praktischen Wert.

Die Ausführung nach Bild 26.23.a dürfte besonders für den Betrieb im 70-cm-Band von Interesse sein. Mit der Parallelschaltung zweier Helicals ergibt sich der günstige Fußpunktwiderstand von etwa 65 bis 70 Ω. Man ist deshalb in der Lage, ein solches System ohne Zwischenschaltung von Transformationsgliedern direkt mit einem handelsüblichen Koaxialkabel zu speisen. Bei Verwendung von je 6 Wdg. mit einem Steigungswinkel von 14° wird der Abstand der Wendelachsen mit 1,5λ empfohlen. Es kann dann mit einem Antennengewinn von 14 dB, bezogen auf einen Halbwellendipol, gerechnet werden.

26.3.3. Logarithmisch periodische Antennen

Die Beifügung *logarithmisch periodisch* kennzeichnet Antennen, deren Eigenschaften sich periodisch mit dem Logarithmus der Frequenz ändern. Es sind gegenwärtig die neuesten Bauformen extrem breitbandiger Längsstrahler im VHF- und UHF-Bereich. Die Breitbandigkeit in Verbindung mit relativ kleinem Antennengewinn muß mit verhältnismäßig großem mechanischem Aufwand erkauft werden. Für die Amateurfunkpraxis kommt deshalb die logarithmisch periodische Antenne kaum in Betracht. Dagegen ist sie bei kommerziellen Funkdiensten sehr beliebt, besonders dann, wenn häufiger und schneller Frequenzwechsel innerhalb großer Bereiche gefordert wird. Es gibt deshalb auch schon Beispiele von sehr umfangreichen drehbaren logarithmisch periodischen Antennen für den Kurzwellenbereich.

Wie Bild 26.24. am Beispiel einer logarithmisch periodischen Dipolantenne zeigt, wird diese Antenne durch eine Vielzahl von in Serie geschalteten Elementen charakterisiert, wobei das längste Element $\lambda/2$ (bezogen auf λ_{max}) und das kürzeste Element etwa $\lambda/3$ (bezogen auf λ_{min}) lang ist. Die Speiseleitung schließt man am kürzesten Dipol an, um sie dann als überkreuzte Verteilerleitung bis zum längsten Dipol weiterzuführen. Im Sendefall durchläuft die Welle diese Verteilerleitung bis sie auf einen Dipol trifft, dessen Länge etwa $^1/_3$ ihrer Wellenlänge λ entspricht. Bei diesem Element beginnt die aktive Zone der Antennenstruktur, die sich bis zu dem Element erstreckt, dessen Länge $\lambda/2$ der Betriebswellenlänge beträgt. Innerhalb dieser aktiven Zone kommt praktisch die gesamte zugeführte Energie zur Abstrahlung. Alle übrigen Elemente außerhalb dieses Sektors sind an der Ausstrahlung nicht beteiligt. Sie werden erst aktiv, wenn man die Wellenlänge so verändert, daß sie entsprechend ihrer Länge zum Teil einer strahlenden Zone gehören.

Daraus geht hervor, daß sich eine logarithmisch periodische Antenne für beliebig große Frequenzbereiche bemessen läßt. Der praktischen Ausführung sind nur durch den Aufwand, den Raumbedarf und die mechanischen Schwierigkeiten Grenzen gesetzt.

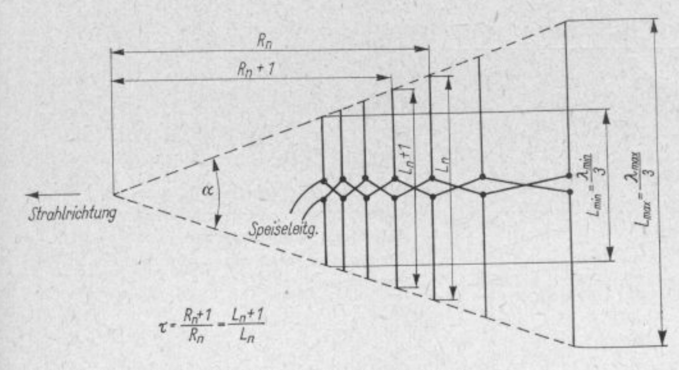


Bild 26.24. Die logarithmisch periodische Dipolantenne

Außerdem wird das Verhältnis des Aufwandes zur Leistung um so ungünstiger, je größer die geforderte Bandbreite ist; denn das Verhältnis der Anzahl inaktiver Elemente zu den wenigen Elementen in der aktiven Zone vergrößert sich mit wachsender Bandbreite und erhöht somit die Unwirtschaftlichkeit.

Eine Verlängerung der Struktur hat keinen Einfluß auf den Antennengewinn, es vergrößert sich dabei lediglich die Bandbreite. Der Gewinn einer logarithmisch periodischen Antenne wird vom Öffnungswinkel α und dem Faktor für die Periode τ bestimmt. Dieser Faktor ergibt sich nach Bild 26.24. aus dem Abstand zweier benachbarter Dipole vom Scheitelpunkt des Öffnungswinkels α nach der Beziehung $\frac{R_n + 1}{R_n}$ und aus dem Längenverhältnis der benachbarten Dipole $\frac{L_n + 1}{L_n}$;

$$\tau = \frac{R_n + 1}{R_n} = \frac{L_n + 1}{L_n}. \qquad (26.11.)$$

Die Periode τ kann zwischen 0,5 und 0,95 liegen; als häufig benutzter Mittelwert gilt $\tau = 0{,}7$. Will man die Antenne für maximal möglichen Gewinn und große Rückdämpfung bemessen, müssen Öffnungswinkel α und Periode τ in einer bestimmten Beziehung zueinander stehen. Diesen Zusammenhang zeigt Bild 26.25. Dabei erfordert zum Beispiel ein Öffnungswinkel α von 45° die Periode $\tau = 0{,}7$. Allgemein gilt, daß der

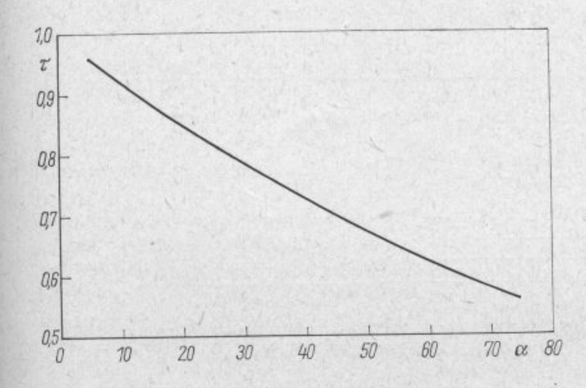


Bild 26.25
Der Zusammenhang zwischen dem Öffnungswinkel α und der Periode τ bei Bemessung für maximalen Gewinn und größte Rückdämpfung bei logarithmisch periodischen Dipolantennen

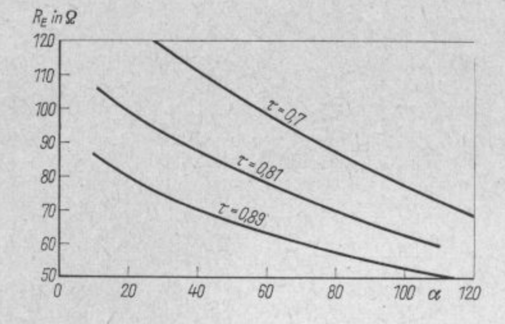


Bild 26.26
Der Eingangswiderstand R_E einer ebenen logarithmisch periodischen Antenne in Abhängigkeit vom Öffnungswinkel α und verschiedenen Faktoren τ

Gewinn um so größer wird, je kleiner der Öffnungswinkel α bzw. desto größer der Faktor τ ist. Der mit einer ebenen logarithmisch periodischen Dipolantenne erreichbare Maximalgewinn – bezogen auf einen Halbwellendipol – liegt zwischen 3 dB mit einer Periode $\tau = 0{,}6$ und etwa 11 dB, wenn $\tau = 0{,}95$ beträgt. Für $\tau = 0{,}95$ läßt sich aber praktisch der optimale Öffnungswinkel α von rund 5° kaum realisieren; man darf deshalb im günstigsten Fall mit einem Maximalgewinn von 8,5 dB rechnen.

Der Eingangswiderstand R_E einer ebenen logarithmisch periodischen Dipolantenne ist ebenfalls vom Faktor τ und vom Öffnungswinkel α abhängig. Bild 26.26. zeigt diesen Zusammenhang. Allgemein ist zu sagen, daß Fußpunktwiderstände zwischen 50 und 120 Ω realisiert werden können. Dabei unterliegt R_E periodischen Schwankungen in Abhängigkeit von der Frequenz. Bei Optimalbemessung nach Bild 26.25. treten Eingangswiderstände zwischen 85 Ω ($\tau = 0{,}89$) und 105 Ω ($\tau = 0{,}7$) auf.

Ein logarithmisch periodisches Antennenblatt kann in sehr vielfältigen Formen ausgeführt werden. Die sogenannten Zähne eines solchen Blattes bestehen teilweise aus kompakten Blechstrukturen; im VHF- und UHF-Bereich sind sie meist als Dipol-

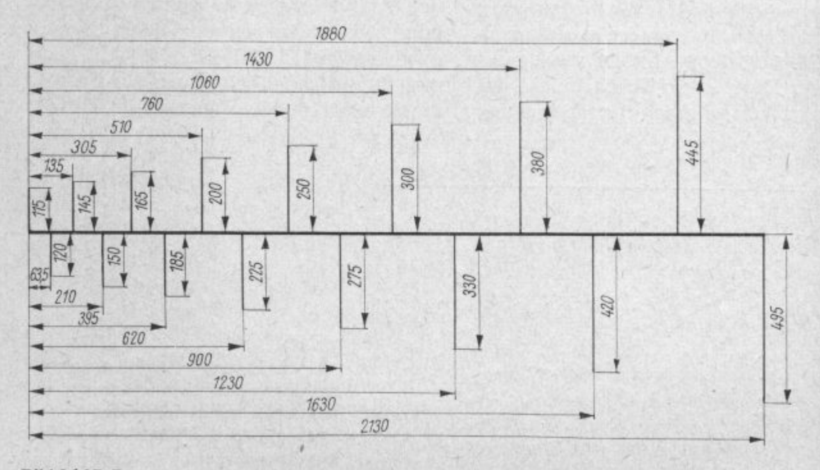


Bild 26.27. Bemessungsschema für eine logarithmisch periodische Dipolantenne für den Frequenzbereich von 140 bis 450 MHz; Zeichnung enthält nur eine Antennenhälfte (s. Text)

anordnung oder als Drahtskelett mit dreieckigen oder mäanderförmigen Zähnen ausgeführt. Es handelt sich dabei immer um Längsstrahler, deren Polarisation der Lage entspricht. Das bedeutet, daß z.B. ein waagrecht liegendes Antennenblatt auch horizontal polarisiert ist.

Das Beispiel einer logarithmisch periodischen Dipolantenne für den Frequenzbereich von 140 bis 450 MHz mit allen erforderlichen Abmessungen zeigt Bild 26.27. Man muß 2 Stück dieser »Blätter« bauen; denn erst die Zusammensetzung der »Blätter« mit gegenseitiger axialer Verdrehung von 180° ergibt das »Gesicht« nach Bild 26.24. Bei dieser Ausführung wird die überkreuzte Verteilungsleitung vermieden, indem man 2 Blätter herstellt, die jeweils nur jene Elemente enthalten, die miteinander direkt verbunden werden dürfen. Beide Blätter ordnet man dann in geringem Abstand so übereinander an, daß sich die Elementhälften in der Draufsicht jeweils zu einem Dipol mit gleichlangen Schenkeln ergänzen. Die Enden der beiden voneinander isolierten Elementehalter bilden gleichzeitig die Speisepunkte.

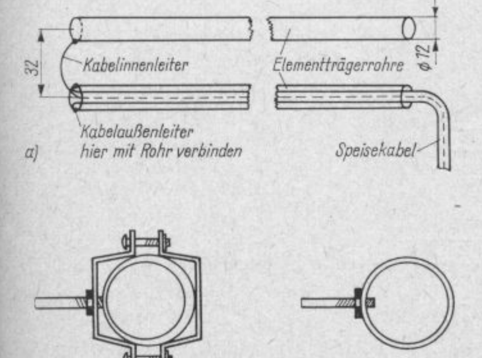


Bild 26.28. Mechanische Einzelheiten zur logarithmisch periodischen Dipolantenne nach Bild 26.27.; a – Anschluß des Speisekabels, b – Elementbefestigung über Rohrschelle, c – Elementbefestigung durch Einschrauben

Die Eingangsimpedanz R_E an der Antennenspitze beträgt annähernd 70 Ω und ist symmetrisch. Die Antenne kann deshalb mit allen handelsüblichen Koaxialkabeln, deren Wellenwiderstände zwischen 60 und 75 Ω betragen, gespeist werden. Um eine Symmetriewandlung herzustellen, gibt es eine einfache Möglichkeit, die in Bild 26.28.a dargestellt ist: Das Koaxialkabel wird in eines der beiden Elementeträgerrohre am »breiten« Antennenende eingeführt und bis zum Austritt am »schmalen« Antennenanfang geschoben. Dort werden der Kabelaußenleiter mit dem gleichen Rohrende und der Kabelinnenleiter mit dem anderen Elementeträgerrohr leitend verbunden. Die von *K7RTY* konstruierte Musterantenne hatte Elementeträgerrohre mit 12 mm Durchmesser, die in einem Mittenabstand von 32 mm angeordnet waren. Die beiden Träger sind durch 3 Kunststofformstücke voneinander isoliert und gleichzeitig im richtigen Abstand parallelgeführt.

Die etwa 6 mm dicken Elemente werden an den je 213 cm langen Trägerrohren metallisch gut leitend befestigt. Dazu kann man entweder Rohrschellen nach Bild 26.28.b verwenden oder – vor allem bei starkwandigen Trägerrohren – die Elemente direkt einschrauben und mit einer Kontermutter sichern (Bild 26.28.c).

Die Antenne wurde besonders für die Verwendung im 2-m- und 70-cm-Band entwickelt; das durchschnittliche Stehwellenverhältnis ist in diesen Amateurbereichen $<1:1{,}3$. Über den Frequenzumfang von 140 bis 450 MHz wird ein gleichbleibender Gewinn (bezogen auf einen Halbwellendipol) von 6,5 dB erreicht. Die Antenne ist für maximal möglichen Gewinn mit $\alpha = 20°$ und $\tau = 0{,}87$ optimal bemessen. Sie wird besonders dann von Interesse sein, wenn neben den beiden Amateurbändern auch noch Fernsehsendungen im Band III und sonstige Ausstrahlungen bei mittlerem Gewinn empfangen werden sollen.

Als Ergänzung zeigt Bild 26.29. eine sehr vereinfachte logarithmisch periodische Antenne mit drahtförmigen Dreieckzähnen,

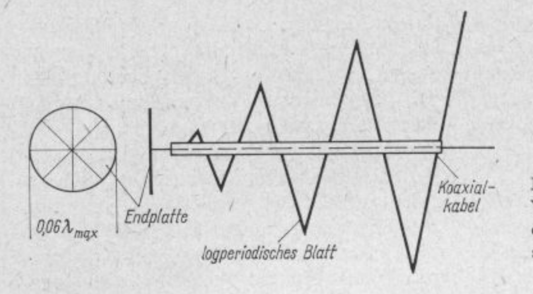


Bild 26.29
Vereinfachte logarithmisch periodische Antenne mit Koaxialkabelspeisung

die sich mit Koaxialkabel direkt speisen läßt. In diesem Fall wird nur ein Blatt verwendet. An den Kreuzungsstellen des Dreieckleiters mit dem koaxialen Speisekabel ist jeweils eine leitende Verbindung mit dem Kabelaußenleiter herzustellen. Der Kabelinnenleiter endet an einer Metallscheibe, deren Durchmesser 0,06 λ_{max} betragen soll.

Höhere Gewinne bei größeren Fußpunktwiderständen sind zu erreichen, wenn 2 logarithmisch periodische Antennenblätter in V-Form angeordnet werden. Für diese V-Typen benutzt man meinstens Antennenblätter mit Mäanderzähnen oder – noch einfacher – mit Dreieckzähnen. Es werden immer 2 gleichartige Strukturen unter einem bestimmten Blattwinkel ψ in V-Form zusammengesetzt, wie es in Bild 26.31. schematisch dargestellt ist. Daraus geht hervor, daß die Blätter gegenseitig um 180° axial verdreht sein müssen. Die Blätter werden allgemein in einem Spreizwinkel ψ von 45° angeordnet. Kleinere Winkel ergeben zwar einen kompakteren Aufbau, jedoch geringeren Antennengewinn. Vergrößert man den Blattwinkel, so steigt der Gewinn, aber das System wird dann schon sehr sperrig.

Bild 26.30. zeigt ein Antennenblatt mit mäanderförmigen Zähnen, das mit den in Tabelle 26.3. angegebenen Abmessungen eine Bandbreite von 48 bis 230 MHz auf-

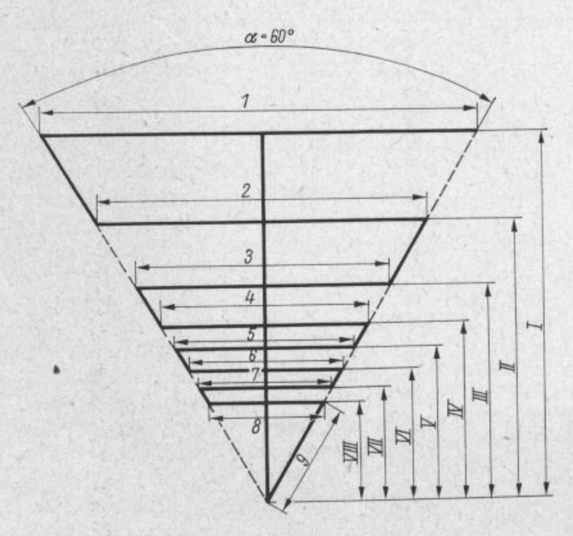


Bild 26.30
Logarithmisch periodische Strahlerhälfte in Mäanderform $\alpha = 60°$, $\tau = 0{,}7$, $\psi = 45°$

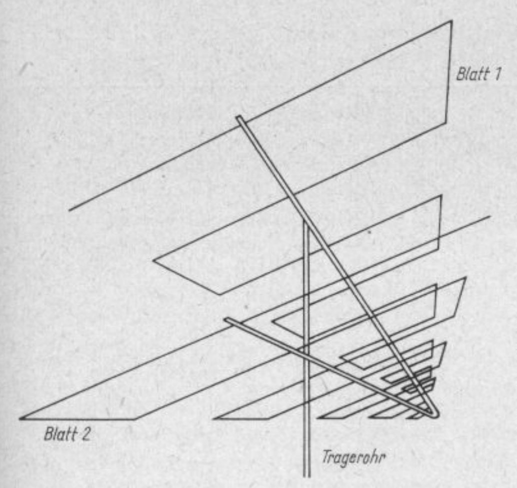


Bild 26.31
Die Anordnung der beiden Blätter einer logarithmisch periodischen V-Antenne nach Bild 26.30.; Blattwinkel $\psi = 45°$

Tabelle 26.3. Abmessungen für eine logarithmisch periodische Antenne nach Bild 26.30. (Bandbreite 48 bis 230 MHz)

Element		Strecke	
Element 1	3000 mm	Strecke I	2600 mm
Element 2	2120 mm	Strecke II	1840 mm
Element 3	1500 mm	Strecke III	1300 mm
Element 4	1060 mm	Strecke IV	920 mm
Element 5	750 mm	Strecke V	650 mm
Element 6	530 mm	Strecke VI	460 mm
Element 7	375 mm	Strecke VII	325 mm
Element 8	265 mm	Strecke VIII	230 mm
Element 9	265 mm		

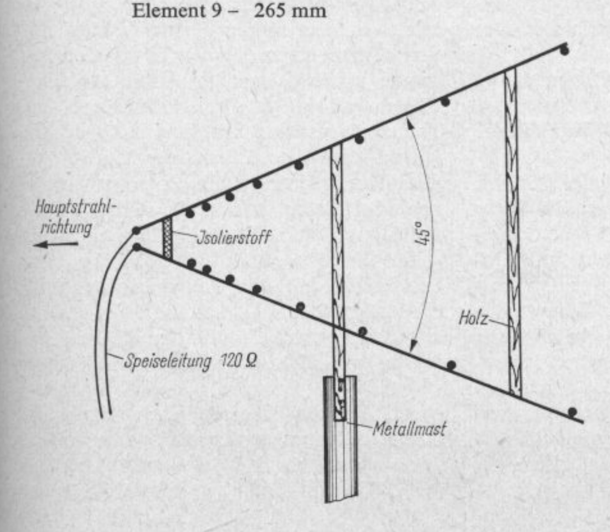


Bild 26.32
Seitenansicht der logarithmisch periodischen V-Antenne (horizontal polarisiert)

Tabelle 26.4. Abmessungen für eine logarithmisch periodische Antenne nach Bild 26.33. (Bandbreite 48 bis 230 MHz)

Element	Strecke
Element 1 – 1560 mm	Strecke I – 2370 mm
Element 2 – 1280 mm	Strecke II – 2000 mm
Element 3 – 1080 mm	Strecke III – 1680 mm
Element 4 – 900 mm	Strecke IV – 1400 mm
Element 5 – 760 mm	Strecke V – 1185 mm
Element 6 – 640 mm	Strecke VI – 1000 mm
Element 7 – 540 mm	Strecke VII – 840 mm
Element 8 – 450 mm	Strecke VIII – 707 mm
Element 9 – 380 mm	Strecke IX – 600 mm
Element 10 – 320 mm	Strecke X – 500 mm
Element 11 – 270 mm	Strecke XI – 420 mm
Element 12 – 225 mm	Strecke XII – 353 mm
Element 13 – 190 mm	
Element 14 – 375 mm	

weist. Zwei solcher Blätter sind für den V-förmigen Aufbau nach Bild 26.31. erforderlich. Bei der Mäanderform wird durch die Verbindungsleitungen an den Schenkelenden erreicht, daß Phase und Amplitude des Antennenstroms eine zur Spitze des Systems gerichtete Strahlungskeule erzeugen. Bild 26.32. zeigt einen Aufbauvorschlag aus dem weitere Einzelheiten hervorgehen.

Auch bei dieser Breitband-V-Antenne erfolgt die Abstrahlung linear. Sie ist horizontal polarisiert, wenn die Schenkel der Mäanderstrukturen waagrecht verlaufen. Der Fußpunktwiderstand wird mit 120 bis 130 Ω symmetrisch angegeben. Zur direkten Speisung an der Spitze des V eignet sich deshalb eine abgeschirmte symmetrische Speiseleitung des Typs *120 D 10-1*.

Die Elemente werden aus Leichtmetall von 8 bis 10 mm Durchmesser hergestellt (Rohr oder Vollmaterial). Für die Verbindungsleitungen an den Elementenden sind Aludrähte von 1,5 bis 3 mm Durchmesser ausreichend. Als Elementeträger können sowohl geeignete Leichtmetallrohre als auch Holzleisten mit etwa 30×30 mm Querschnitt verwendet werden. Die Mäanderschenkel sind jeweils in ihrer geometrischen Mitte mit dem Elementeträger leitend verbunden. Bei Holzträgern ist zusätzlich ein Metallband erforderlich, das die galvanische Verbindung der Schenkelmitten herstellt. Wie Bild 26.32. deutlich zeigt, sind lediglich die beiden Antennenblätter voneinander durch Holzspreizen isoliert.

Aus der Antenne gemäß Bild 26.30. entstand durch konstruktive Vereinfachung bei annähernd gleicher Wirksamkeit die logarithmisch periodische Antenne mit dreieckförmigen Zähnen nach Bild 26.33. und Bild 26.34. Diese Bauform dürfte für orientierende Versuche mit logarithmisch periodischen V-Antennen besonders geeignet sein, weil man sie aus Kupferdrähten, die von einem entsprechenden Holzgestell getragen werden, herstellen kann. Auch in diesem Fall sind die Dreiecksdrähte an den Kreuzungspunkten mit dem Längsträger leitend verbunden. Wie bei der Ausführung mit mäanderförmigen Elementen, muß man auch bei dieser Bauform 2 Blätter als V mit einem Spreizwinkel $\psi \geqq 45°$ anordnen.

Die Antenne gemäß Bild 26.33. gewährleistet einen größeren Antennengewinn als die nach Bild 26.34., weil sie einen kleineren Öffnungswinkel α und eine dichtere Belegung mit Elementen aufweist (Faktor $\tau = 0{,}84$). Die Struktur kann – entsprechend dem gewünschten Frequenzband – beliebig verkürzt werden. Es ist dabei lediglich zu beachten, daß der längste Schenkel $\geqq \lambda/2$ (bezogen auf λ_{max}) sein muß. Läßt

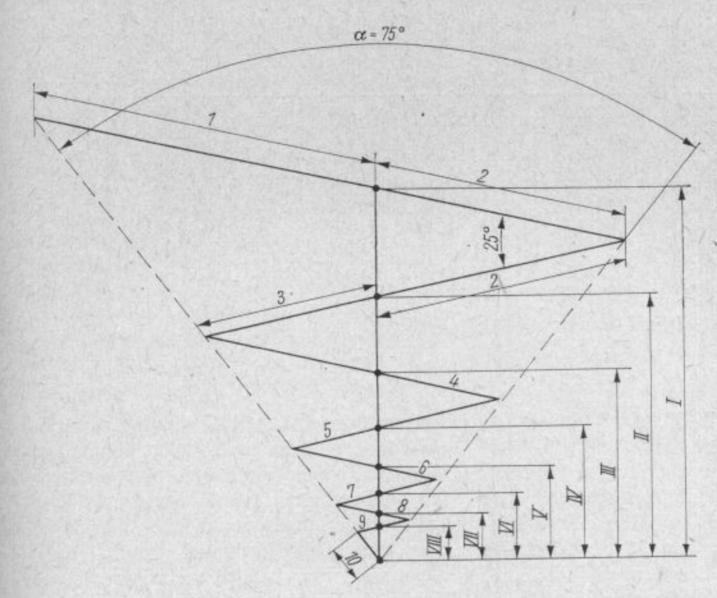


Bild 26.33. Logarithmisch periodische Strahlerhälfte mit Dreieckzähnen, $\alpha = 60°$, $\tau = 0{,}84$, $\psi = 45°$

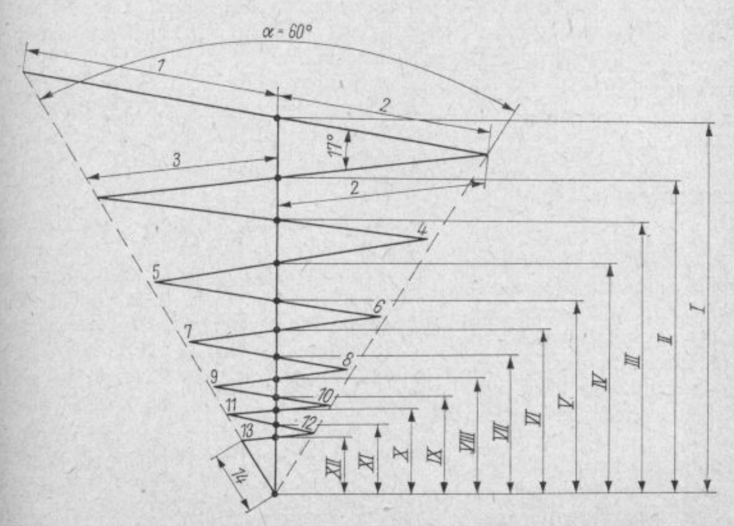


Bild 26.34. Logarithmisch periodische Strahlerhälfte mit Dreieckzähnen, $\alpha = 75°$, $\tau = 0{,}71$, $\psi = 45°$

Tabelle 26.5. Abmessungen für eine logarithmisch periodische Antenne nach Bild 26.34. (Bandbreite 48 bis 230 MHz)

Element 1 – 1750 mm	Strecke I – 1850 mm
Element 2 – 1240 mm	Strecke II – 1310 mm
Element 3 – 880 mm	Strecke III – 925 mm
Element 4 – 620 mm	Strecke IV – 655 mm
Element 5 – 440 mm	Strecke V – 462 mm
Element 6 – 310 mm	Strecke VI – 327 mm
Element 7 – 220 mm	Strecke VII – 231 mm
Element 8 – 155 mm	Strecke VIII – 163 mm
Element 9 – 110 mm	
Element 10 – 176 mm	

man z.B. bei Bild 26.33. die Schenkel 1–2 und 2–3 weg, so wäre der Schenkel 3–4 mit zusammen 1980 mm das längste Element. Bezogen auf $\lambda/2$, ergibt das die niedrigste Frequenz von rund 76 MHz. Die Bandbreite würde somit von 76 bis 230 MHz reichen. Bei der Antenne nach Bild 26.34. ergäbe die gleiche Maßnahme eine Bandbreite von 100 bis 230 MHz, da der Schenkel 3–4 nur 1500 mm lang ist.

Die Längen und Abstände für ein Antennenblatt nach Bild 26.33. sind in Tabelle 26.4. aufgeführt, während die Abmessungen für eine Ebene entsprechend Bild 26.34. aus Tabelle 26.5. ersehen werden können.

26.4. Schlitzantennen

Schneidet man gemäß Bild 26.35. aus der Mitte einer großen Metallplatte einen Streifen heraus, dessen Länge $\lambda/2$ beträgt, so kann der entstandene Schlitz als Strahler verwendet werden. Dieser Schlitz, dessen Breite im Verhältnis zur Länge klein sein muß, wird in der Mitte seiner Längsseiten bei XX erregt.

Der Schlitz zeigt die gleichen Strahlungseigenschaften wie ein Halbwellendipol, jedoch mit umgekehrter Verteilung der magnetischen und elektrischen Feldkomponenten. Infolgedessen wird auch die Polarisationsebene der Strahlung vertauscht. Ein senkrechter Schlitz strahlt wie ein waagrechter Dipol, und ein horizontaler Schlitz hat vertikale Polarisation. Bei einem sehr schmalen Schlitz beträgt die Eingangsimpedanz am zentralen Speisepunkt XX etwa 485 Ω. Der Fußpunktwiderstand erhöht sich, wenn man den Schlitz verbreitert. Diese Erscheinung steht im Gegensatz zum Verhalten eines stabförmigen Dipols. Dagegen muß der Schlitz wie ein normaler Dipol gegenüber $\lambda/2$ etwas verkürzt werden, um in Resonanz zu kommen. Ein breiter Schlitz erfordert eine stärkere Verkürzung als ein schmaler.

Der Schlitzstrahler wird in der Schlitzmitte symmetrisch gespeist. Gemäß Bild 26.35. könnte bei XX eine symmetrische Doppelleitung mit rund 500 Ω Wellen-

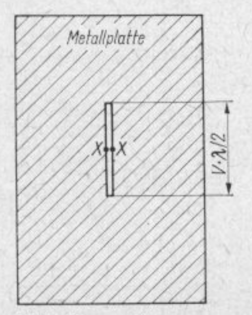


Bild 26.35. Der ebene Schlitzstrahler

widerstand impedanzrichtig angeschlossen werden. Diese Speiseleitung ist jedoch sehr unhandlich, weil für die beiden Leiter ein Abstand/Durchmesser-Verhältnis von etwa 30:1 notwendig wäre (s. Bild 5.4.).

Da aber nach den Schlitzenden hin der Widerstand abfällt, kann der Schlitz selbst zur Impedanztransformation herangezogen werden. Durch Verlagerung der beiden Speisepunkte XX aus der Schlitzmitte in Richtung zu einem Schlitzende hin erhält man einen niedrigeren Fußpunktwiderstand. Infolge dieser Maßnahme wird die Strahlungscharakteristik nur unwesentlich verändert. Analog zum Dipol kann bei einem Schlitzstrahler die Bandbreite durch Verbreitern des Schlitzes und insbesondere der Schlitzenden vergrößert werden.

Wird der Schlitz nach Bild 26.36. in der Form eines Schleifendipols gestaltet, so verringert sich die Eingangsimpedanz im Verhältnis 4:1. Ein solcher Faltschlitz kann dann, wie angegeben, über ein Koaxialkabel mit 75 Ω Wellenwiderstand erregt werden. Auch in diesem Fall verhält sich der Schlitzdipol genau entgegengesetzt wie ein normaler Dipol; denn bei einem normalen Dipol wird bekanntlich die Impedanz bei schleifenförmiger Ausführung im Verhältnis 1:4 heraufgesetzt.

Von praktischer Bedeutung in der kommerziellen Antennentechnik ist besonders der *Rohrschlitzstrahler*. Für diesen Anwendungsfall biegt man die Metallplatte so, daß ein Rohr entsteht, in dessen Wandung sich ein senkrechter Schlitz befindet (Bild 26.37.). Dieser senkrechte Rohrschlitz strahlt horizontal rund und bündelt vertikal. Der Fußpunktwiderstand steigt bei der Rohrausführung auf 600 bis 1000 Ω an. Stockt man mehrere Rohrschlitzstrahler senkrecht übereinander, so bleibt die horizontale

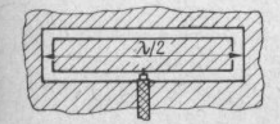


Bild 26.36. Der gefaltete Schlitzstrahler

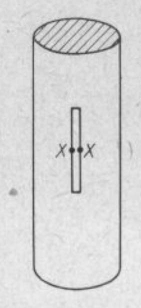


Bild 26.37. Die Rohrschlitzantenne

Rundstrahlung erhalten, und der vertikale Öffnungswinkel wird kleiner. Die Speiseleitungen werden im Rohrinnern zu den Anschlußpunkten der Schlitze geführt. Es ergibt sich beim Rohrschlitz ein sehr stabiler Aufbau in meist selbsttragender Ausführung. Der Windwiderstand ist sehr klein, er kann durch Verkleiden der offenen Schlitze mit Kunststoffabdeckungen noch verringert werden. Auch die Strahlungseigenschaften kommen den Wünschen vieler Funkdienste entgegen, so daß die Rohrschlitzstrahler in verschiedenen Varianten im VHF- und UHF-Bereich sehr verbreitet sind.

Verkleinert man die den Schlitz enthaltende ebene Metallfläche immer mehr, bleibt schließlich nur noch eine schmale Umrandung des Schlitzes stehen, die jedoch immer noch die charakteristischen Eigenschaften eines ebenen Schlitzstrahlers aufweist. In Bild 26.38. ist ein solcher *Skelettschlitz* dargestellt. Er stand einmal bei Antennenbastlern in hohem Ansehen, vor allem, weil er in Veröffentlichungen mit unwahrscheinlich hohen Gewinnangaben propagiert wurde. Der begreifliche Wunsch, eine sehr leistungsfähige Antenne zu besitzen, deren Materialaufwand und Raumbedarf nur einen Bruchteil des Üblichen beträgt, förderte einen häufigen Nachbau des Skelettschlitzes. Nachdem sich herausgestellt hatte, daß auch der Skelettschlitz keine »Wunderantenne« ist, wurde es merklich ruhiger um ihn. Sorgfältig durchgeführte Messungen von *Seefried* ergaben,



Bild 26.38. Die Skelettschlitzantenne

daß der Skelettschlitz ungefähr die Leistung eines einfachen, gestreckten Halbwellendipols hat. Ein Antennengewinn gegenüber diesem war nicht festzustellen. Da der Eingangswiderstand der Skelettschlitzantenne mit rund 500 Ω recht hochohmig ist, bereitet es teilweise Schwierigkeiten, eine einwandfreie Anpassung an die Speiseleitung herbeizuführen. Das mag auch ein Grund für gelegentliche Mißerfolge mit dieser Antennenform sein.

Wenn dem Skelettschlitz Eigenschaften zugeschrieben wurden, die er aus physikalischen Gründen nicht aufweisen konnte, so bedeutet das keineswegs, daß es sich um eine unbrauchbare Strahlerform handelt. Man verwendet ihn z. B. neuerdings gern und mit gutem Erfolg als Erregerelement in gestockten *Yagi*-Antennen (s. Abschn. 22.4.3. und 22.4.4.).

Literatur zu Abschnitt 26.

Blass, J.: Slot Antennas, Antenna Engineering Handbook, Chapter 8, Hrsg. *H. Jasik*, First Edition, New York 1961

Dent, H. B.: Skeleton Slot Aerial, Wireless World 60, Heft 8, Seiten 399 bis 401, 1954

Deschamps, G. A./DuHamel, R. H.: Frequency-Independent Antennas, Antenna Engineering Handbook, Chapter 18, Hrsg. *H. Jasik*, First Edition, New York 1961

DL1FQ: Messungen und Betriebserfahrungen mit dem »Hornstrahler«, »DL-QTC«, Heft 10, Seiten 443 bis 445, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1954

Ehrenspeck, H. W.: Die Backfireantenne, ein neuer Längsstrahlertyp hoher Richtwirkung, Nachrichtentechnische Fachberichte, Band 23, Verlag Friedrich Vieweg & Sohn, Braunschweig 1961

Ehrenspeck, H. W.: Die »Short-Backfire«, eine neuartige Empfangsantenne für das gesamte UHF-Fernsehband, Funk-Technik **21**, Heft 1, Seite 21, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1966

Ehrenspeck, H. W.: The Backfire-Antenna, a New Type of Directional Line Source, Proceedings of the IRE, 48 (1960), January

Fischer, H.-J.: Ausführungsformen und Anwendungsbeispiele frequenzunabhängiger Antennen, »radio und fernsehen« **12** (1963), Heft 18

Autorenkollektiv: electronicum, 1. Auflage, Seiten 407 bis 412, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

Führling, H. W.: Logarithmisch-periodische Antennen für den UHF-Bereich, »Funkschau« **38** (1966), Heft 4, Seiten 111 bis 112

Greif/Scheuerbecker: Dipolantennen mit großer Bandbreite, »radio mentor«, Heft 8, 1961

Hoslin, R. F.: Three-Band Log-Periodic Antenna, »QST«, June, West Harford, Conn., 1963

Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook, First Edition, Chapter 3.2. und Chapter 24.8., McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1961

Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook, First Edition, Chapter 24.2., McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1961

Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook, Chapter 11, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1950

Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook, Chapter 7., McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1961

Kraus, J. D.: Helical Beam Antenna, Electronics, Vol. 20 (1947), April

Kraus, J. D.: Helical Beam Antennas for Wide-band Applications, Proceedings of the IRE, Vol. 36 (1948), No. 10, October

Kraus, J. D.: The Helical Antenna, Proceedings of the IRE, Vol. 37 (1949), No. 3, March

Kraus, J. D.: Antennas, Seite 334, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York 1950

Lindenblad, N. E.: Slot Antennas, Proceedings of the IRE, 35 (1947), Seiten 1487 bis 1493, December

Manasch : Breitband-FS-Empfangsantenne, »Radio« Heft 18, Moskau 1960

Mavroides, W. G./Dorr, L. S.: The Backfire Antenna, »QST«, October, West Harford, Conn., 1961; The Backfire Antenna (Technical Topics), »QST«, February, West Harford, Conn., 1961

Megla, G.: Dezimeterwellentechnik, 5. Auflage, Seiten 599 bis 604, Berlin 1961

Monser, G. J.: Design for an all-purpose TV-FM-antenna, »Electronics World« **68** (1962), Heft 5; **69** (1963), Heft 1

Morley, B. L.: The Slot Aerial, »Wireless World« **61** (1955), Heft 3, Seite 129

[1] *Moullin, E. B.:* »Radio Aerials«, Chapter 5, Chapter 11, Oxford University Press, New York 1949

Orr, W. I.: The Radio Handbook, 16th Edition, Seite 482, Summerland, California, USA, 1962

Oxley-Nowak: Antennentechnik, 2. Auflage, Seiten 79 bis 81, Fachbuchverlag Siegfried Schütz, Hannover 1953

Seefried, W.: Die Skelettschlitzantenne – eine Untersuchung ihrer Eigenschaften, »radio und fernsehen« 5 (1956), Heft 5, Seiten 151 bis 153

27. Kurzwellenantennenformen im VHF- und UHF-Bereich

Man könnte annehmen, Langdrähte und andere Antennenformen, die im Kurzwellenbereich mit gutem Erfolg eingesetzt werden, seien zum Senden und zum Empfangen im VHF- und UHF-Bereich ungeeignet, weil man sie in diesem Frequenzspektrum nur sehr selten verwendet. Nach dem Modellgesetz verändern sich die charakteristischen Eigenschaften einer Antenne nicht, unabhängig davon, für welche Betriebsfrequenz sie bemessen ist. Deshalb lassen sich ohne weiteres beliebige typische Kurzwellenbauformen auch im UKW-Bereich mit gleichem Erfolg einsetzen.

V-Strahler und Rhombusantennen können für bestimmte Anwendungsfälle sehr zweckmäßig sein. Sie haben den Vorzug großer Bandbreite, aber den Nachteil, daß eine drehbare Anordnung oft mit mechanischen Schwierigkeiten verbunden ist. Man wird sie deshalb zum Herstellen von UKW-Weitverbindungen innerhalb eines eng begrenzten Richtungssektors einsetzen. In einigen Empfangssituationen können sie auch als breitbandige Fernsehantenne gute Ergebnisse bringen. Von den drehbaren Kurzwellenformen haben im VHF-Bereich die Cubical-Quad-Antenne und der Ringbeam eine bestimmte Bedeutung für Funkamateure.

27.1. Gestockte V-Antenne für den UHF-Bereich

Bild 27.1. zeigt das Schema eines gestockten V-Strahlers, der für den UHF-Bereich von 400 bis 800 MHz bemessen ist. Die Antenne eignet sich deshalb gut für den Empfang des 70-cm-Amateurbandes und des gesamten UHF-Fernsehbereiches IV/V.

Zum Herstellen dieser Antenne benötigt man 2 Längen 10-mm-Alurundmaterial, je 355 cm lang. Sie werden so gebogen, daß zwei U-förmige Antennenteile entstehen, deren Schenkel je 160 cm lang sind. Nun fügt man beide Teile unter einem Spreizwinkel α von 50° so zusammen, wie es in Bild 27.1. dargestellt ist. Dabei müssen die beiden 35 cm langen senkrechten Abschnitte einen Mittenabstand von 5 cm aufweisen. In der geometrischen Mitte dieses Paralleldraht-Abschnittes befinden sich die Speisepunkte XX. Hier kann eine symmetrische Speiseleitung mit 240 bis 300 Ω Wellenwiderstand angeschlossen werden. Zur Halterung der Antenne ist ein geeignetes Holzgerüst zu konstruieren.

Bild 27.2. zeigt den Frequenzgang des Gewinnes in dB (bezogen auf einen abgestimmten Halbwellendipol). Daraus geht hervor, daß innerhalb des 70-cm-Amateurbandes mit einem durchschnittlichen Ge-

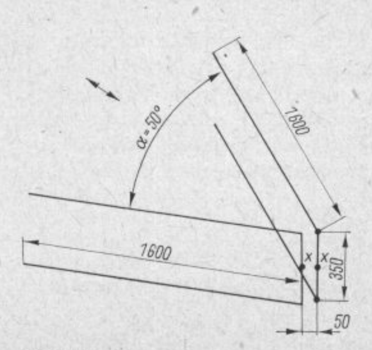


Bild 27.1. Gestockte V-Antenne für den UHF-Bereich 400 bis 800 MHz

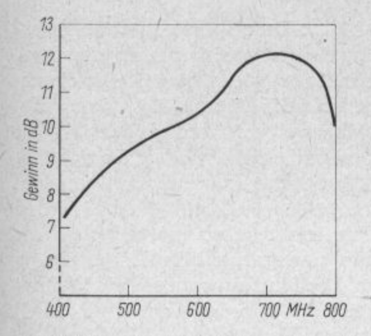


Bild 27.2. Der Gewinn der gestockten V-Antenne nach Bild 27.1. in Abhängigkeit von der Frequenz (Gewinn in dB, bezogen auf $\lambda/2$-Dipol)

winn von 8 dB gerechnet werden kann; die Schenkellänge beträgt für diesen Bereich rund 2,3λ. Im Kanal 21 (Band IV) ist bereits ein Gewinn von 8,7 dB vorhanden, der bis zum Kanal 50 (Band V) auf maximal 12,2 dB ansteigt. Bei diesem Gewinnmaximum beträgt die Schenkellänge etwa 3,8λ. Bis zum Bandende (Kanal 60) fällt dann der Gewinn wieder auf 10,5 dB ab.

Der gewählte Spreizwinkel α von 50° ist für eine Schenkellänge von 3,8 λ optimal (s. Bild 11.13.), daher tritt auch im Bereich um 700 MHz der größte Gewinn auf. Der Stockungsabstand hat im 70-cm-Amateurband den Mindestwert von $\lambda/2$ (35 cm); bezogen auf das hochfrequente Bandende beträgt er rund 0,85λ. Da es sich bei dieser V-Antenne um eine Kompromißlösung für Breitbandanwendung handelt, muß innerhalb des angegebenen Arbeitsbereiches mit frequenzabhängigen Schwankungen der Eingangsimpedanz und mit Nebenkeulen im Richtdiagramm gerechnet werden.

27.2. Rhombusantennen im VHF- und UHF-Bereich

Für Empfangszwecke im UKW-Bereich bieten fest installierte abgeschlossene Rhombusantennen eine sehr kostengünstige Lösung, denn sie werden aus einfachem Kupferdraht hergestellt. Der erforderliche Abschlußwiderstand, der für Sendezwecke kostspielig und schwer zu beschaffen ist, besteht im Empfangsfall aus einem einfachen, ungewendelten Kohleschichtwiderstand. Bezüglich Breitbandigkeit gibt es keine Kompromisse, denn die natürliche Bandbreite eines abgeschlossenen Rhombus erfaßt sehr weite Frequenzbereiche.

Die abgeschlossene Rhombusantenne weist im VHF-Bereich eine Bandbreite auf, die sich von der Bemessungsfrequenz bis etwa 40% nach höheren Frequenzen und 30% nach niedrigeren Frequenzen hin erstreckt. Das bedeutet, daß z.B. ein für 140 MHz bemessener Rhombus in einem Bereich von 88 bis 196 MHz eingesetzt werden kann.

Bild 27.3. zeigt das Schema eines VHF-Rhombus, der für eine Bemessungsfrequenz von 185 MHz optimal ausgelegt ist. Er umfaßt einen Frequenzbereich von etwa 130 bis 260 MHz; man kann ihn deshalb für den Empfang des 2-m-Amateurbandes und des gesamten Fernsehbereiches III einsetzen. Für die Seitenlänge L von 6λ ist der Spreizwinkel α mit 44° optimal. Die Abhängigkeit des für die Strahlungseigenschaften günstigsten Spreizwinkels α bzw. β von der Seitenlänge L in λ kann aus Bild 27.4. ersehen werden. Mit den in Bild 27.3. angegebenen Abmessungen beträgt der Gewinn bei der Bemessungsfrequenz rund 12 dB, bezogen auf einen Halbwellendipol. Da der Rhombus mit einem Abschlußwiderstand versehen ist, erfolgt die Abstrahlung nach einer Richtung (s. Abschn. 12.4.). Als Abschluß-

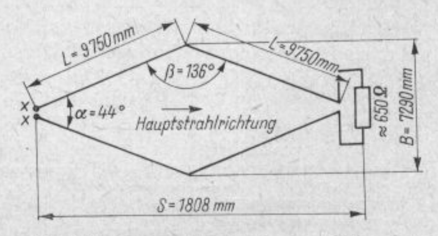


Bild 27.3. Rhombusantenne für den VHF-Bereich 130 bis 260 MHz

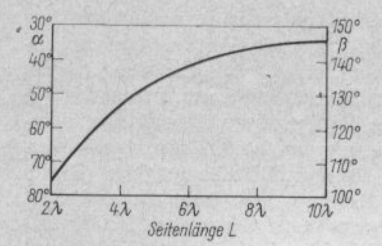


Bild 27.4. Der optimale Spreizwinkel α (bzw. β) einer Rhombusantenne in Abhängigkeit von der Seitenlänge L in λ

widerstand wird ein handelsüblicher, möglichst ungewendelter Kohleschichtwiderstand verwendet, Widerstandswert etwa 650 Ω (nicht kritisch), Belastbarkeit beliebig.

Leider liegt die Eingangsimpedanz XX solcher Rhombusantennen je nach Frequenz und Abschlußwiderstand zwischen 450 und 600 Ω. Man muß sie deshalb mit einer selbstgebauten Zweidrahtspeiseleitung entsprechenden Wellenwiderstandes betreiben. Beim direkten Anschluß einer handelsüblichen Bandleitung (240 bis 300 Ω) besteht Fehlanpassung. Die günstigste Lösung für die Anpassung einer symmetrischen 240-Ω-Leitung ergibt sich durch Zwischenschaltung eines breitbandigen *Collins*-Anpassungstransformators. Es handelt sich dabei um eine abgestufte Transformation mit mehreren Viertelwellentransformatoren, die den Vorzug großer Breitbandigkeit haben. Nimmt man die Eingangsimpedanz des Rhombus mit 600 Ω an und möchte diese auf 240 Ω transformieren, so kann eine Anordnung nach Bild 27.5. verwendet werden. Es wird dabei in 4 Stufen transformiert, und zwar in der Stufenfolge 600 Ω bis 480 Ω, 480 Ω–380 Ω, 380 Ω–302 Ω und 302 Ω–240 Ω. Durch diese Maßnahme erhält der *Collins*-Transformator eine Frequenzbandbreite von etwa 4:1. Die einzelnen Sektionen Z_1, Z_2 und Z_3 mit verschiedenen Wellenwiderständen sind jeweils λ/4 lang, bezogen auf die mittlere Betriebsfrequenz (Bemessungsfrequenz) der Antenne. Im vorliegenden Fall beträgt sie 185 MHz = 1,62 m, somit haben die Viertelwellensektionen eine mechanische Länge von je 400 mm. Die für die verschiedenen Wellenwiderstände erforderlichen Abstand/Durchmesser-Verhältnisse D/d sind in Bild 27.5. eingetragen, sie wurden aus Bild 5.4. entnommen. Am Ende Z_S dieses Leitungstransformators kann eine 240-Ω-Leitung impedanzrichtig angeschlossen werden.

Solche Breitbandtransformatoren lassen sich für jedes gewünschte Impedanzverhältnis und für beliebige Frequenzen bauen, sofern die erforderlichen Wellenwiderstände mechanisch noch darstellbar sind. Je mehr Einzelsektionen man verwendet, desto bessere Bandbreiteeigenschaften hat der Transformator. Das von der Anzahl n der Stufen abhängige Transformationsverhältnis r wird nach der Gleichung

$$r = n \cdot \sqrt{\frac{Z_A}{Z_S}} \tag{27.1.}$$

errechnet (n – Anzahl der Transformationsstufen, Z_A – Impedanz am Antennenspeisepunkt, Z_S – gewünschte Anschlußimpedanz am Ende der Transformationsleitung). Für das in Bild 27.5. aufgeführte Beispiel ergibt sich

$$r = 4 \cdot \sqrt{\frac{600}{240}} = 4 \cdot \sqrt{2,5} = 1,26.$$

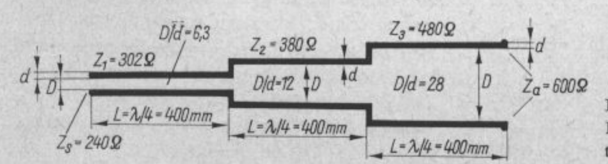


Bild 27.5
Der *Collins*-Breitbandanpassungstransformator

Die für die einzelnen Viertelwellenabschnitte erforderlichen Wellenwiderstände errechnen sich dann wie folgt:

$$Z_1 = Z_S \cdot r = 240 \cdot 1{,}26 = 302\,\Omega;$$
$$Z_2 = Z_1 \cdot r = 302 \cdot 1{,}26 = 380\,\Omega;$$
$$Z_3 = Z_2 \cdot r = 380 \cdot 1{,}26 = 480\,\Omega.$$

Mit $Z_3 \cdot r = 480 \cdot 1{,}26 = 604\,\Omega$ wird am Ende dieser Leitung die Antennenimpedanz von rund 600 Ω erreicht.

Eine einfache Rhombusantenne für den UHF-Bereich zeigt Bild 27.6. Sie hat einen Spreizwinkel α von 50° und ist mit einem 470-Ω-Widerstand abgeschlossen. Dieser für eine Rhombusantenne verhältnismäßig kleine Abschlußwiderstand wurde gewählt, um eine möglichst niedrige Eingangsimpedanz zu erhalten (etwa 400 Ω). Somit kann die Antenne über eine symmetrische 300-Ω-Leitung gespeist werden, wobei das Stehwellenverhältnis über den gesamten Bereich <2:1 beträgt. Der Gewinnverlauf in Abhängigkeit von der Empfangsfrequenz ist in Bild 27.7. dargestellt.

Diese Rhombusantenne kann auch in ähnlicher Weise wie die V-Antenne nach Bild 27.1. vertikal gestockt werden. Dabei würde der Stockungsabstand ebenfalls 350 mm betragen. Die Abschlußwiderstände sind auf etwa 600 Ω zu vergrößern, am zentralen Speisepunkt ist dann eine Anschlußimpedanz von 240 bis 300 Ω symmetrisch vorhanden.

Alle abgeschlossenen Rhomben können als Sendeantenne eingesetzt werden, wenn sich der Abschlußwiderstand mit mindestens der halben HF-Senderleistung belasten läßt.

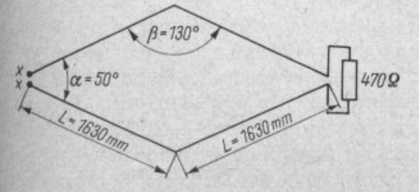


Bild 27.6. Rhombusantenne für den UHF-Bereich 400 bis 800 MHz

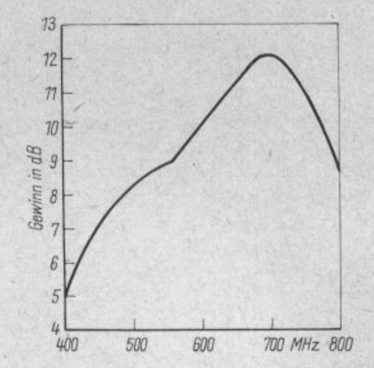


Bild 27.7. Der Gewinn der UHF-Rhombusantenne nach Bild 27.6. in Abhängigkeit von der Frequenz (Gewinn in dB, bezogen auf λ/2-Dipol)

27.3. Das Cubical Quad für UKW

Die Hauptvorzüge des Cubical Quad sind sein raumsparender, kompakter Aufbau, die Möglichkeit, einfache Drähte an Stelle von kostspieligen Rohren für den Elementaufbau verwenden zu können, und nicht zuletzt die Tatsache, daß ein einfaches Cubical Quad bereits ein gestocktes Antennensystem mit entsprechend guten Bündelungseigenschaften in der *H*-Ebene darstellt. Dadurch ist sie im Empfangsfall gegenüber Zündfunkentstörungen unempfindlicher als eine vergleichbare Einebenen-*Yagi*.

27.3.1. Das einfache Cubical Quad

Für den Portable- und Mobilebetrieb eignet sich gut ein einfaches Cubical Quad nach Bild 27.8. Neuere Untersuchungen haben übereinstimmend ergeben, daß – entgegen der allgemeingültigen Theorie – Strahlerresonanz auftritt, wenn der Gesamtumfang des gespeisten Quad-Elementes ungefähr 1,5% größer als 1λ ist. Die Kenntnis dieser Tatsache ermöglicht es, nunmehr Quads zu konstruieren, die ohne zusätzliche Abstimmstubs in sich resonant sind.

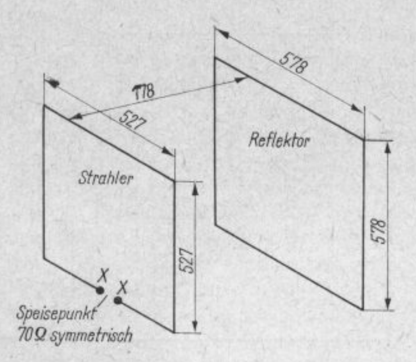


Bild 27.8. Cubical Quad für das 2-m-Band

Das gespeiste Element des in Bild 27.8. dargestellten 2-m-Cubical Quad hat einen Gesamtumfang von 2108 mm, entsprechend einer Seitenlänge von je 527 mm. Mit diesen Abmessungen liegt die Resonanz bei 144,5 MHz. Das Reflektorelement weist einen Umfang von 2312 mm auf, was einer Seitenlänge von je 578 mm entspricht. Strahler- und Reflektorelement sind im Abstand von 178 mm, analog etwa 0,08λ angeordnet. Daraus ergibt sich eine Speisepunktimpedanz von annähernd 70 Ω.

Der Gewinn dieser Antenne beträgt etwa 5 dB bei einem Vorwärts/Rückwärts-Verhältnis von ungefähr 13 dB. Das kleinste Stehwellenverhältnis wurde bei der Resonanzfrequenz 144,5 MHz mit 1:1,035 gemessen. Es erreicht am hochfrequenten Bandende bei 146 MHz ein Maximum von 1:1,23.

Die Speisung kann über ein beliebig langes 70-Ω-Koaxialkabel erfolgen (z.B. Typ *70-10-1*), sofern man dieses am Speisepunkt symmetriert. Für diesen Zweck eignet sich gut ein *Pawsey*-Symmetrierglied nach Abschnitt 7.2. Die Speisung über ein 60-Ω-Kabel ist ebenfalls möglich, sofern man einen geringfügigen Anstieg des Stehwellenverhältnisses in Kauf nimmt.

Eine Umrechnung der Antenne für beliebige andere Resonanzfrequenzen im VHF-Bereich ist durch nachstehende Formeln möglich:

Gespeistes Element

$$\text{Gesamtumfang} = \frac{304\,635}{f}, \qquad (27.2.)$$

$$\text{Seitenlänge} = \frac{76\,150}{f}; \qquad (27.3.)$$

Reflektorelement

$$\text{Gesamtumfang} = \frac{334\,000}{f}, \qquad (27.4.)$$

$$\text{Seitenlänge} = \frac{83\,500}{f}; \qquad (27.5.)$$

Abstand Strahler–Reflektor für einen Fußpunktwiderstand von 70 Ω

$$= \frac{25\,720}{f}; \qquad (27.6.)$$

Längen in mm, f in MHz.

Fußpunktwiderstand und Antennengewinn steigen, wenn der Abstand Strahler–Reflektor vergrößert wird. Das Maximum liegt bei einem Abstand von 0,2λ. Nähere Ausführungen über das Cubical Quad sind in Abschnitt 15.1. enthalten.

27.3.2. Das gestockte Cubical Quad

Die vorher beschriebene einfache Quad-Antenne kann als Grundelement für beliebige gestockte und gruppenförmige Quad-Kombinationen dienen. Bei vertikal gestockten Ausführungen sollte der Abstand von Ebene zu Ebene nicht kleiner als $\lambda/2$ sein. Noch günstiger ist ein Stockungsabstand von $^5/_8\lambda$. Die phasenrichtige Speisung gestockter und gruppenförmiger Antennensysteme wurde in Abschnitt 23.1. bereits erläutert. In Bild 27.9. wird deshalb nur eine von mehreren Möglichkeiten der Speisung angegeben. Im vorliegenden Fall ist beabsichtigt, das System im Speisepunkt XX über eine beliebig lange UKW-Bandleitung von 240 Ω (z.B. Typ *240 A 4-1*) zu

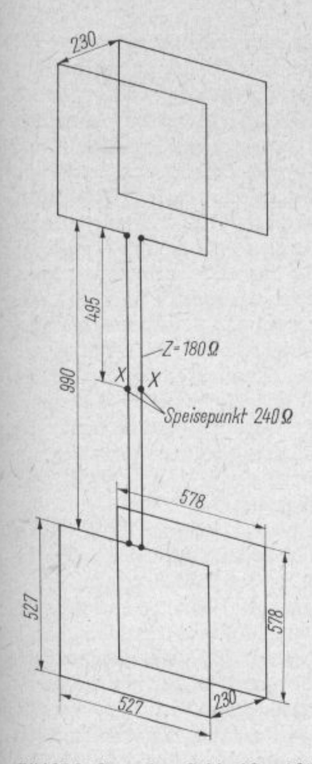


Bild 27.9. Gestocktes Cubical Quad für das 2-m-Band

erregen. Wenn erforderlich, läßt sich bei XX auch eine Halbwellenumwegleitung nach Abschnitt 7.5. einschleifen. Das System kann dann ein beliebig langes 60-Ω-Koaxialkabel als Speiseleitung erhalten. Abweichend zu Bild 27.8. beträgt der Abstand Strahler–Reflektor in beiden Quad-Systemen 230 mm; das entspricht 0,11λ. Für diesen Abstand gilt die Umrechnungsformel

$$\text{Abstand } 0{,}11\,\lambda = \frac{33000}{f}; \qquad (27.7.)$$

Abstand in mm, f in MHz.

Beide Systeme sind durch eine 990 mm lange Zweidrahtleitung von 180 Ω Wellenwiderstand verbunden. Dieser kann hergestellt werden, wenn sich der Leiterabstand D zum Leiterdurchmesser d wie 2,5:1 verhält (s. Bild 5.4.). In der geometrischen Mitte dieser Zweidrahtleitung befindet sich der Speisepunkt XX mit einer Impedanz von 240 Ω symmetrisch.

Der Antennengewinn der Anordnung beträgt etwa 7,5 dB, bezogen auf einen Halbwellendipol. Der Zusatzgewinn von rund 2,5 dB entsteht ausschließlich durch Bündelung in der Vertikalebene, während die horizontale Strahlbreite eines einfachen Quad erhalten bleibt.

Die Antenne ist für eine Resonanzfrequenz von 144,5 MHz bemessen; das Stehwellenverhältnis liegt über die gesamte Breite des 2-m-Bandes unter 1:1,2.

27.3.3. Eine Quad-Gruppe für das 2-m-Band

Die Quad-Gruppe nach Bild 27.10. ist eine Hochleistungsantenne mit einem Gewinn von etwa 11 dB. In diesem Fall werden vier übliche Cubical Quads zu einer Gruppenantenne zusammengesetzt. Der Übersichtlichkeit halber wurden in Bild 27.10. die Reflektorquadrate nicht mit eingezeichnet; Abstände und Abmessungen der Reflektoren entsprechen denen aus Bild 27.9.

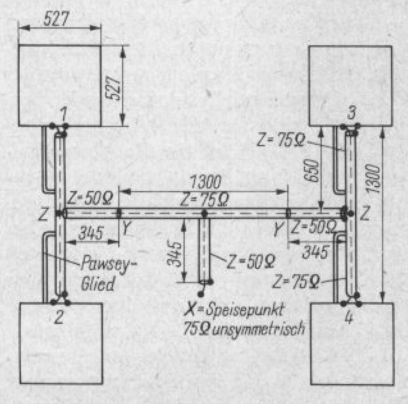


Bild 27.10. Schema einer Quad-Gruppe (die Reflektoren wurden nicht eingezeichnet, siehe Bild 27.9.)

Technisch interessant ist, daß die Erregung ausschließlich über Koaxialkabel erfolgt. Da wechselweise Kabelstücke mit 75 bzw. 50 Ω Wellenwiderstand zusammengesetzt werden müssen, sollten passende Koaxschraubverbindungen oder T-Stücke verwendet werden. Solche Koaxarmaturen sind leider sehr kostspielig. Mit etwas Geschicklichkeit dürfte es geübten Bastlern jedoch gelingen, Koaxialkabelstücke unterschiedlicher Wellenwiderstände ohne Armaturen sauber und kontaktsicher miteinander zu verlöten. Besonders wichtig ist dabei die witterungsbeständige Abdichtung der Verbindungsstellen.

Die einzelnen Quad-Systeme sind dem in Bild 27.8. dargestellten identisch. Lediglich der Abstand Strahler–Reflektor wird – wie nach Bild 27.9. – mit 230 mm bemessen. Der Fußpunkt jedes Systems beträgt 75 Ω symmetrisch. Um ein unsymmetrisches 75-Ω-Koaxialkabel anschließen zu können, erhält jeder Fußpunkt einen *Pawsey*-Symmetriewandler (s. Abschn. 7.2.).

Die Fußpunkte 1 und 2 sowie 3 und 4 sind über ein je 1300 mm langes 75-Ω-Koaxialkabel (z.B. Typ *75-4-15* oder Typ *75-7-8*) verbunden. Dieses Kabel, dessen Länge den Stockungsabstand bestimmt, kann man beliebig lang wählen, jedoch nicht kürzer als $\lambda/2$, da es keine abgestimmte Leitung ist.

Die senkrechten Verbindungsleitungen werden in ihrer geometrischen Mitte angezapft. Da hier die Eingangsimpedanzen der beiden verbundenen Systeme einander parallelliegen, tritt nur die halbe Anschlußimpedanz (37,5 Ω) auf. In die Abzweigleitung ist deshalb ein koaxialer Viertelwellentransformator eingeschleift, der an seinem Ausgang wieder auf 75 Ω herauftransformiert. Der Wellenwiderstand des Viertelwellenstückes muß 50 Ω betragen. Der Transformator besteht aus dem 345 mm langen Abschnitt eines 50-Ω-Koaxialkabels (z.B. Typ *50-3-1*), wobei ein Verkürzungsfaktor von 0,66 berücksichtigt wurde ($0{,}66 \cdot \lambda/4$).

An den beiden Punkten Y herrscht nun wieder eine Impedanz von 75 Ω, deshalb kann man sie über ein beliebig langes 75-Ω-Koaxialkabel miteinander verbinden. Dadurch läßt sich auch der horizontale Abstand der beiden gestockten Abschnitte frei wählen. Im vorliegenden Fall wurde ein 1300 mm langes Kabel benutzt, so daß der seitliche Abstand 1λ beträgt. Die geometrische Mitte dieser Verbindungsleitung bildet den zentralen Speisepunkt für die gesamte Quad-Gruppe. Hier liegen wiederum die Impedanzen des rechten und des linken Abschnittes von je 75 Ω einander parallel. Daraus resultiert ein Widerstand von 37,5 Ω an der Anschlußstelle. Da das System über ein beliebig langes 75-Ω-Koaxialkabel gespeist werden soll, muß man einen weiteren Viertelwellentransformator anfügen. Es handelt sich dabei um den gleichen Transformator mit 50 Ω Wellenwiderstand wie er bei den Punkten Y–Z vorhanden ist. Bei X befindet sich dann der Anschlußpunkt für das 75-Ω-Speisekabel.

Als Leitermaterial benötigt man für das Verteilersystem 3 Längen Koaxialkabel, je 1300 mm lang mit 75 Ω Wellenwiderstand und 3 Kabelstücke, je 345 mm lang mit 50 Ω Wellenwiderstand.

Die richtige Funktion der Antenne verlangt eine phasengleiche Speisung der Einzelabschnitte. Das bedeutet, daß an den Fußpunkten 1, 2, 3 und 4 die Kabelseele immer an die gleiche Seite gelegt wird, z.B. alle Kabelinnenleiter an den linken Anschluß (wie auch in Bild 27.10. gezeigt). Die Verbindungsstellen der einzelnen Kabelstücke müssen mechanisch und elektrisch einwandfrei sein. Es ist darauf zu achten, daß die Außenleiter der Koaxialkabel an den Verbindungsstellen und Abzweigungen elektrisch nicht unterbrochen werden. Man vergießt die Auftrennstellen nach den Lötarbeiten am besten mit einem dickflüssigen Kunststoffkleber und schützt dann die Verbindungsstellen durch dichtes Bewickeln sowie Verlacken vor eindringender Feuchtigkeit. Die Koaxialkabel sind gegen äußere Einflüsse völlig unempfindlich. Sie können mit Schellen am Tragegerüst festgelegt werden.

Die Bandbreite dieser für 144,5 MHz be-

messenen Antenne beträgt annähernd 3 MHz; das Stehwellenverhältnis über die ganze Breite des 2-m-Bandes liegt immer unter 1:1,5. Die Rückdämpfung wird mit etwa 18 dB angegeben.

27.4. Der Ringbeam für UKW

Ein direkter Abkömmling des Cubical Quad ist der Ringbeam, der bereits in Abschnitt 15.2. als Richtantenne für den Kurzwellenbereich besprochen wurde. Man kann ihn im UKW-Bereich mit gutem Erfolg einsetzen, zumal sich die mechanischen Schwierigkeiten beim Aufbau ringförmiger Elemente mit kleiner werdendem Durchmesser verringern. Bezüglich der Strahlungscharakteristik, des Antennengewinnes und der Fußpunktimpedanz entspricht der Ringbeam für UKW weitgehend einer vergleichbaren, auf der Spitze stehenden Cubical Quad. Die Angaben in Abschnitt 15.1. und Abschnitt 15.2. haben damit auch für den Ringbeam im UKW-Bereich sinngemäß Gültigkeit.

Für den Bau einer UKW-Ringantenne wird nach Möglichkeit Leichtmetalldraht von 8 bis 12 mm Durchmesser verwendet, weil dieses Material so stabil ist, daß Sturm und Rauhreifbehang es nicht deformieren. Besonders günstig erscheint die Lösung, einen Kupferdraht in ein entsprechend langes Rohr aus thermoplastischem Kunststoff (z.B. *Vinidur*) einzuziehen und dieses Rohr dann im erwärmten Zustand zur gewünschten Ringform zu biegen. Die Rohrenden verschweißt oder verklebt man miteinander, nachdem vorher die beiden Drahtenden durch entsprechende kurze Schlitze oder Bohrungen im Kunststoffrohr herausgeführt wurden. Das ergibt sehr leichte, stabile und witterungsbeständige Ringelemente. Schon mit einem einfachen Ring wird ein Gewinn von reichlich 1 dB – bezogen auf einen Halbwellendipol – erzielt. Der Fußpunktwiderstand liegt bei 110 Ω. Die Länge des gespeisten Elementes beträgt 1,03λ.

Bringt man im Abstand von 0,2λ einen Reflektor an, so steigt der Antennengewinn auf 5 dB, und der Widerstand im Speisepunkt kommt in die Größenordnung von 60 Ω. Teilweise wird das gespeiste Element auch als Doppelwindung ausgeführt. In diesem Fall benötigt man eine Leitungslänge von 2,02λ, aus der eine durchgehende Spule von 2 Wdg. geformt wird. Bei einem Reflektorabstand von 0,18λ ist dann eine gute Anpassung für Speiseleitungen mit einem Wellenwiderstand von 240 bis 300 Ω zu erzielen.

Der Reflektorring, der in jedem Fall nur aus einer Wdg. besteht, hat eine gestreckte Länge von 1,08λ. Seine Abstimmung ist kritisch und für die Leistung der Antenne entscheidend.

Bei einem 3-Element-Ringbeam für UKW wird ein Reflektorabstand von 0,17 bis 0,22λ und ein Direktorabstand zwischen 0,12 und 0,15λ empfohlen. Der Fußpunktwiderstand eines solchen Systems mit einfachem Strahlerring liegt in der Größenordnung um 30 Ω. In diesem Fall ist es zweckmäßig, das koaxiale Speisekabel über ein Omega-Glied nach Abschnitt 6.4. anzupassen. Der Umfang des Direktorringes beträgt 0,95λ (Skizzen und Aufbauvorschläge für Ringstrahler s. Bild 15.9. und Bild 15.10.).

Die nachstehenden Berechnungsformeln beziehen sich auf die Frequenz und haben für Ringelemente im UKW-Bereich Gültigkeit.

Gestreckte Leiterlänge S des gespeisten Elementes

$$S = \frac{3100}{f}; \qquad (27.8.)$$

gestreckte Leiterlänge R des Reflektors

$$R = \frac{3280}{f}; \qquad (27.9.)$$

gestreckte Leiterlänge D des Direktors

$$D = \frac{2850}{f}; \qquad (27.10.)$$

Längen in cm, f in MHz.

Daraus ergeben sich für einen Ringbeam im 2-m-Band (Resonanzfrequenz 145 MHz) folgende Längen:

$S = 214$ cm; $R = 226$ cm; $D = 196$ cm.

Für orientierende Versuche mit dem UKW-Ringbeam wird die Anwendung von passend zugeschnittenen Spielzeugholzreifen als Leiterträger empfohlen. Auch in den früher sehr beliebten Hula-hoop-Reifen aus Kunststoff findet der Amateur ein brauchbares thermoplastisches Rohrmaterial für Aufnahme und Halterung eines ringförmigen Drahtleiters.

Literatur zu Abschnitt 27.

Orr, W.I.: The Radio Handbook, 16th Edition, Seiten 443 bis 444, Seiten 482 bis 484, Summerland California, 1962

Lo, Y.T.: TV Receiving Antennas, Antenna Engineering Handbook, Editor *H. Jasik*, First Edition, Chapter 24, New York 1961

Kneitel, T.: A 432/1296 mc/s Stacked Rhombic Array, Antenna Roundup, Vol. 2, Port Washington, N.Y. 1966, Seiten 113 bis 114

Hills, R.C./Elton, P.M.: A Cubical Quad Array for the 144 Mc/s Band, »RSGB-Bulletin«, April, London, W.C. 1., 1959

Kharbanda, S.R.: Trends in Aerial Design for the Amateur, »RSGB-Bulletin«, March, London, W.C. 1., 1958

Rumell, G.C.: More on Quad Dimensions, »QST«, September, West Harford, Conn., 1958

28. Antennen für den Fernsehempfang

Dem Wunsch vieler experimentierfreudiger Amateure entsprechend, enthält dieser Abschnitt Bemessungsunterlagen für verschiedene einfache Typen von Fernsehantennen. Da die Technik der Fernsehantennen mit der der UKW-Antennen für den Amateurfunk weitgehend identisch ist, kann auf eine besondere Beschreibung der Wirkungsweise verzichtet werden.

Das Reziprozitätsgesetz besagt, daß eine Antenne gleiche Eigenschaften behält, gleichgültig, ob man sie als Sendeantenne oder als Empfangsantenne verwendet. Die Kenndaten, wie Antennengewinn, Richtcharakteristik, Fußpunktwiderstand usw., bleiben demnach bei jeder Antenne für den Sendefall und für den Empfangsfall die gleichen. Eine weitere wichtige Aussage gibt das Modellgesetz. Es besagt, daß man eine Antenne, deren Eigenschaften und Abmessungen für eine bestimmte Arbeitsfrequenz bekannt sind, auch für beliebige andere Frequenzen bemessen kann, ohne daß sich dabei ihre charakteristischen Eigenschaften verändern. In der Praxis geschieht das, indem man sich für alle Größen frequenzbezogene Umrechnungsfaktoren errechnet und diese dann bei der Bemessung für andere Arbeitsfrequenzen anwendet. So ist es z.B. ohne weiteres möglich, eine bewährte Fernsehempfangsantenne für den Einsatz im 2-m-Amateurband umzurechnen und diese dann mit gleichen Eigenschaften auch als Sendeantenne zu betreiben.

Man darf jedoch nicht übersehen, daß man an eine gute Fernsehempfangsantenne andere Forderungen hinsichtlich ihrer Strahlungseigenschaften stellt als an eine Antenne für die Amateurbereiche. Bei den Amateurantennen steht der Antennengewinn im Vordergrund, der aus betrieblichen Gründen nach Möglichkeit vorwiegend durch einen kleinen vertikalen Öffnungswinkel erzielt werden soll. Für eine Amateurantenne ist im 2-m-Band eine Bandbreite von 2 MHz und im 70-cm-Bereich eine Bandbreite von 4 MHz ausreichend; große Rückdämpfung, kleiner horizontaler Öffnungswinkel und Nebenzipfelfreiheit werden nicht gefordert. Dagegen verlangt man von einer guten Fernsehantenne – insbesondere für das Farbfernsehen – größere Bandbreiten und bessere Richteigenschaften besonders in der Horizontalebene, weil das wirksame Ausblenden von Störungen (Reflexionen, Gleichkanalstörungen usw.) gefordert wird. Aus diesen Gründen muß eine Antennenform, die sich im Amateurfunk besonders gut bewährt hat, nicht immer auch eine brauchbare Fernsehantenne darstellen.

Es muß ferner festgestellt werden, daß es keine Wunderantennen gibt, d.h. keine Antennen, die bei geringstem Aufwand die Empfangsleistungen von Vielelement-Industrieantennen in den Schatten stellen. Der Gewinn einer Antenne steht immer in Verbindung mit der räumlichen Ausdehnung ihrer Struktur. Diese Zusammenhänge sind in Abschnitt 3.2.3.3. ausführlich erläutert.

Insbesondere die modernen Industrie-*Yagis* haben gegenwärtig einen Standard, der von amateurmäßigen Eigenentwicklungen keinesfalls erreicht oder gar übertroffen werden kann. Es ist sinnlos, bei diesen Antennen die Empfangseigenschaften durch mechanische Veränderungen verbessern zu wollen. Erfolgversprechend sind nur solche Maßnahmen wie Auswechseln

der verrotteten Bandleitung und Beseitigen sonstiger Korrosionserscheinungen, Einstellen der günstigsten Empfangsrichtung und gegebenenfalls Wechsel des Antennenstandortes an eine empfangsgünstigere Stelle.

Für den Gewinn der beim Fernsehempfang bevorzugten *Yagi*-Antennen gilt als Faustregel, daß der Spannungsgewinn etwa der Wurzel aus der Anzahl Elemente entspricht. Demnach würde z.B. eine 9-Element-*Yagi* einen Spannungsgewinn von $\sqrt{9} = 3$ haben. 3fache Spannungsüberhöhung entspricht einem Gewinn von 9,5 dB, also einem Wert, der mit der Praxis gut übereinstimmt. Eine weitere Faustregel besagt, daß jede Verdoppelung der Elementezahl einen Gewinnzuwachs von 3 dB ergibt. Annähernd genau kann bei längeren *Yagi*-Antennen der Gewinn in Abhängigkeit von der relativen Antennenlänge angegeben werden. Der Begriff relative Antennenlänge kennzeichnet dabei die Längsausdehnung der Antenne (Boomlänge), bezogen auf die Betriebswellenlänge. Aus Bild 22.7. läßt sich der zu erwartende Gewinn von beliebigen *Yagi*-Antennen in Abhängigkeit von ihrer relativen Länge ersehen.

Es ist wenig sinnvoll, für den Selbstbau einer Fernsehantenne einen besonders hochgezüchteten, schmalbandigen Typ zu wählen. Solche Bauformen sind kritisch in ihrer Bemessung, die Rohrdurchmesser und der Elementeträger beeinflussen die Resonanzlängen merklich. Richtig ist es, wenn man zum Selbstbau möglichst unkritische Typen mit großer Bandbreite bevorzugt, die auch dann noch gute Leistungen ergeben, wenn sie durch Umgebungseinflüsse verstimmt werden. Die nachfolgend beschriebenen Fernseh-Selbstbauantennen wurden nach diesem Gesichtspunkt ausgewählt. Alle aufgeführten *Yagi*-Antennen werden in Ganzmetallbauweise hergestellt, d.h., für die Halterung der Elemente wird ein Metallträger verwendet, auf dem die Elemente in ihrer geometrischen Mitte direkt befestigt sind. Der Durchmesser der Elemente kann, wenn nicht anders ange-

Tabelle 28.1. Resonanzlängen von gestreckten Dipolen und Schleifendipolen nach Bild 28.1. in Abhängigkeit vom Elementdurchmesser

Bereich	Länge L bei Elementdurchmesser von			Abstand	
	5 mm	10 mm	15 mm	*D*	*a*
Band I					
Kanal 2	2874	2855	2845	100	10 ··· 30
Kanal 3	2520	2500	2495	100	10 ··· 30
Kanal 4	2245	2230	2220	100	10 ··· 30
UKW-Rundfunk (87,5 ··· 100 MHz)	1535	1515	1510	100	10 ··· 30
Band III					
Kanal 5	800	790	780	50	10 ··· 30
Kanal 6	770	760	750	50	10 ··· 30
Kanal 7	740	730	725	50	10 ··· 30
Kanal 8	715	705	700	50	10 ··· 30
Kanal 9	690	680	675	50	10 ··· 30
Kanal 10	665	655	650	50	10 ··· 30
Kanal 11	642	632	628	50	10 ··· 30
Kanal 12	625	615	610	50	10 ··· 30

Alle Angaben in mm

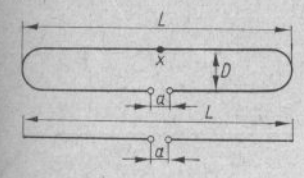


Bild 28.1. Schema für die Bemessung von 1-Element-Dipolen nach Tabelle 28.1.

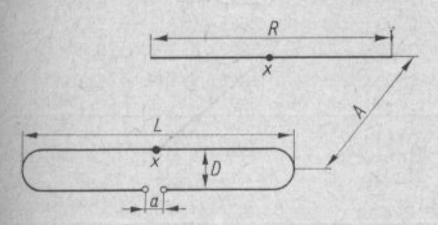


Bild 28.2. Schema für die Bemessung von 2-Element-Antennen nach Tabelle 28.2.

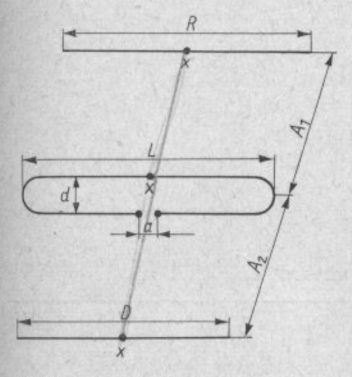


Bild 28.3. Schema für die Bemessung der 3-Element-*Yagi*-Antenne nach Tabelle 28.3.

geben, 8 bis 12 mm betragen. Es ist dabei gleichgültig, ob man Rohre oder Vollmaterial verwendet. Alle Antennen werden mit Horizontalpolarisation dargestellt.

Auf die Einhaltung der gesetzlichen Vorschriften für den Antennenbau wird besonders hingewiesen. In Abschnitt 33. sind die wichtigsten Bestimmungen aufgeführt; bauliche Zweifelsfragen sollte man immer von einem Fachmann klären lassen.

28.1. Die 1-Element-Antenne

Der resonante Halbwellendipol in gestreckter und in schleifenförmiger Ausführung ist bei guten Empfangsverhältnissen oft schon ausreichend. Man ordnet ihm im allgemeinen den Antennengewinn 0 dB zu und verwendet ihn dann als Bezugsstrahler für Antennenvergleiche.

Kenndaten (Näherungswerte)
Antennengewinn 0 dB, Rückdämpfung 0 dB, Fußpunktimpedanz 60 Ω (gestreckter Dipol) bzw. 240 Ω (Schleifendipol), horizontaler Öffnungswinkel etwa 80°, vertikaler Öffnungswinkel 360°.

In Tabelle 28.1. werden die Resonanzlängen von Dipolen in Abhängigkeit vom Durchmesser *d* der Elemente aufgeführt. Die Angaben beziehen sich auf Bild 28.1. An dem mit X bezeichneten Punkt darf der Schleifendipol geerdet werden.

28.2. Die 2-Element-Antenne

Kenndaten (Näherungswerte)
Antennengewinn 4 dB, Rückdämpfung 8 dB, Fußpunktimpedanz 240 Ω symmetrisch, relative Antennenlänge 0,3λ, horizontaler Öffnungswinkel 75°, vertikaler Öffnungswinkel 140°.

Ganzmetallbauweise, Erdungs- und Befestigungspunkte sind in Bild 28.2. mit X gekennzeichnet. Durchmesser des Elementeträgers 20 mm ± 20%. Abstand *D* für Band I = 100 mm, Band III = 50 mm. Abstand *a* = 10 bis 30 mm.

Tabelle 28.2. Abmessungen für 2-Element-Antennen nach Bild 28.2.

	Element-durchmesser	Band I Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Länge *L*	4 mm	2720	2425	2150
	6 mm	2700	2410	2140
	10 mm	2680	2385	2120
	15 mm	2650	2370	2110
Länge *R*	4 mm	3030	2710	2400
	6 mm	3010	2695	2390
	10 mm	2990	2665	2370
	15 mm	2960	2650	2360
Abstand *A*		1830	1640	1460

	Element-durchmesser	Band III Kanal 5 bis 7	Kanal 7 bis 9	Kanal 10 bis 12
Länge *L*	4 mm	685	635	573
	6 mm	680	630	565
	10 mm	665	615	557
	15 mm	655	608	550
Länge *R*	4 mm	875	812	735
	6 mm	870	808	727
	10 mm	853	793	717
	15 mm	845	785	707
Abstand *A*		390	365	330

Alle Angaben in mm

Tabelle 28.3. Abmessungen für 3-Element-Yagi-Antennen nach Bild 28.3.

	Element-durchmesser	Band I Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Länge *L*	4 mm	2850	2550	2265
	6 mm	2835	2535	2250
	10 mm	2820	2510	2230
	15 mm	2790	2495	2225
Länge *R*	4 ··· 8 mm	3400	3050	2715
	10 ··· 15 mm	3360	3010	2680
Länge *D*	4 ··· 8 mm	2510	2255	2010
	10 ··· 15 mm	2475	2215	1975
Abstand A_1		865	775	690
Abstand A_2		530	475	425

Tabelle 28.3. (Fortsetzung)

	Element-durchmesser	Band III Kanal 5 bis 7	Kanal 7 bis 9	Kanal 10 bis 12
Länge *L*	4 mm	753	710	637
	6 mm	750	705	633
	10 mm	745	700	626
	15 mm	730	685	615
Länge *R*	4 ··· 8 mm	870	810	725
	10 ··· 15 mm	850	795	715
Länge *D*	4 ··· 8 mm	622	585	530
	10 ··· 15 mm	615	575	515
Abstand A_1		236	220	200
Abstand A_2		185	172	156

Alle Angaben in mm

28.3. Die 3-Element-*Yagi*-Antenne

Kenndaten (Näherungswerte)
Antennengewinn 5 dB, Rückdämpfung 12 dB, Fußpunktimpedanz 240 Ω symmetrisch, relative Antennenlänge etwa 0,25λ horizontaler Öffnungswinkel 70°, vertikaler Öffnungswinkel 120°.

Ganzmetallbauweise, Erdungs- und Befestigungspunkte sind in Bild 28.3. mit X gekennzeichnet. Durchmesser des Elemententrägers 20 mm ± 20%. Abstand *d* für Band I = 100 mm, für Band III = 50 mm. Abstand *a* = 10 bis 30 mm.

28.4. Die 6-Element-Kanalgruppen-*Yagi*-Antenne

Kenndaten (Näherungswerte)
Antennengewinn 8 dB, Rückdämpfung 15 dB, Fußpunktimpedanz 240 Ω symmetrisch, relative Antennenlänge 0,9λ, horizontaler Öffnungswinkel 55°, vertikaler Öffnungswinkel 73°.

Ganzmetallbauweise, Erdungs- und Befestigungspunkte sind in Bild 28.4. mit X gekennzeichnet. Der Durchmesser aller Elemente beträgt 10 mm ± 20%, der Elementeträger hat einen Durchmesser von

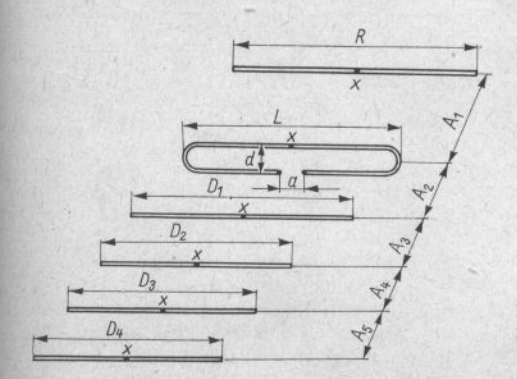


Bild 28.4
Schema für die Bemessung der 6-Element-*Yagi*-Antenne nach Tabelle 28.4.

20 mm ± 20%. Abstand d = 50 mm, Abstand a = 10 bis 30 mm.

Tabelle 28.4. Abmessungen für 6-Element-Kanalgruppen-Yagi für Band III nach Bild 28.4.

	Band III	
	Kanal 5 bis 8	Kanal 9 bis 12
Länge L	735	645
Länge R	883	768
Länge D_1	628	546
Länge D_2	638	564
Länge D_3	622	542
Länge D_4	617	537
Abstand A_1	404	352
Abstand A_2	98	86
Abstand A_3	327	285
Abstand A_4	285	248
Abstand A_5	311	271

Alle Angaben in mm

28.5. Die 9-Element-Lang-*Yagi*-Antenne

Kenndaten (Näherungswerte)
Antennengewinn 11 dB, Rückdämpfung 18 dB, Fußpunktimpedanz 240 Ω symmetrisch, relative Antennenlänge 1,6λ, horizontaler Öffnungswinkel 40°, vertikaler Öffnungswinkel 50°.

Ganzmetallbauweise, Erdungs- und Befestigungspunkte sind in Bild 28.5. mit X gekennzeichnet. Der Durchmesser aller Elemente beträgt 10 mm, der Elementeträger hat einen Durchmesser von 20 bis 25 mm. Abstand d = 50 mm, Abstand a = 10 bis 30 mm (s. Tabelle 28.5.).

28.6. Gestockte Fernsehantennen

Ein Gewinnzuwachs von etwa 2,8 dB tritt auf, wenn die Antennen nach Bild 28.1. bis Bild 28.3. als Dipolspalte mit einem Etagenabstand von λ/2 gestockt werden. Bei der 6-Element-*Yagi* nach Bild 28.4. und der 9-Element-Lang-*Yagi* entsprechend Bild 28.5. läßt sich eine solche Anordnung ebenfalls ermöglichen. Für diese größeren Antennen ist jedoch der Abstand von λ/2 nicht optimal; der Gewinnzuwachs beträgt deshalb in diesen Fällen nur noch 2 dB bis 2,5 dB.

Der horizontale Öffnungswinkel bleibt bei der Stockung unverändert, der Gewinnzuwachs resultiert ausschließlich aus der Verkleinerung des vertikalen Öffnungswinkels. Weitere Einzelheiten sind in Abschnitt 22.4. enthalten.

In Tabelle 28.6. werden die geometrischen Längen L von Halbwellenaufstockungslei-

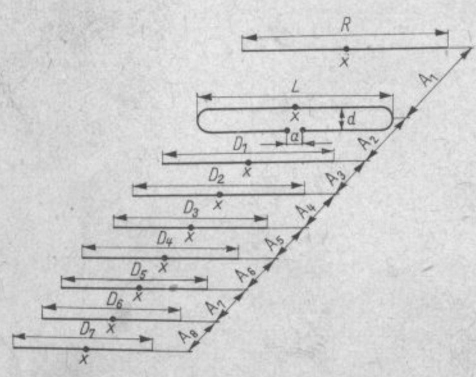


Bild 28.5
Schema für die Bemessung der 9-Element-Lang-*Yagi*-Antenne nach Tabelle 28.5.

Tabelle 28.5. Abmessungen der 9-Element-Lang-Yagi-Antenne für Band III nach Bild 28.5.

	Empfangskanäle							
	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L	762	734	707	682	661	637	613	597
Länge R	943	908	875	843	815	788	763	735
Länge D_1	689	663	639	616	595	575	557	539
Länge D_2	678	652	628	606	585	566	548	531
Länge D_3	672	647	623	601	580	561	543	526
Länge D_4	661	636	612	591	571	552	534	518
Länge D_5	650	625	602	581	561	542	525	509
Länge D_6	638	614	590	571	551	533	516	500
Länge D_7	627	603	581	561	542	523	507	491
Abstand A_1	345	332	319	308	298	288	279	270
Abstand A_2	291	280	270	260	251	243	235	228
Abstand A_3	427	410	395	381	368	356	345	334
Abstand A_4	331	318	307	296	286	276	268	260
Abstand A_5	331	318	307	296	286	276	268	260
Abstand A_6	331	318	307	296	286	276	268	260
Abstand A_7	331	318	307	296	286	276	268	260
Abstand A_8	331	318	307	296	286	276	268	260

Alle Angaben in mm

Tabelle 28.6. Aufstockungsleitungen für 2 Antennenebenen im Abstand λ/2 nach Bild 28.6.

	Band I		
	Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
Länge L	3000	2620	2330

	Band III							
	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
Länge L	830	795	774	742	713	689	669	645

Leitungsdaten

Länge $L = \lambda/2 \cdot$ Verkürzungsfaktor, Wellenwiderstand der Leitung = 340 Ω, Anschlußimpedanz Z_1 und Z_2 = 240 Ω, Impedanz bei XX = 240 Ω, Verhältnis D/d = 9:1.

Alle Angaben in mm

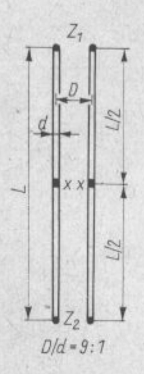


Bild 28.6. Schema für Aufstockungsleitungen nach Tabelle 28.6.

tungen für die VHF-Fernsehkanäle aufgeführt. Wenn bei diesen Leitungen nach Bild 28.6. ein Abstand/Durchmesser-Verhältnis D/d von 9:1 eingehalten wird, kann man am zentralen Speisepunkt XX mit einer Anschlußimpedanz von 240 Ω symmetrisch rechnen. Besteht die Leitung z. B. aus 3 mm dicken Drähten, muß ihr Mittenabstand 27 mm betragen und ist damit für die üblichen Speisepunktabstände a gut geeignet. Bei Z_1 und Z_2 werden die Speisepunkte der Antennenebenen angeschlossen.

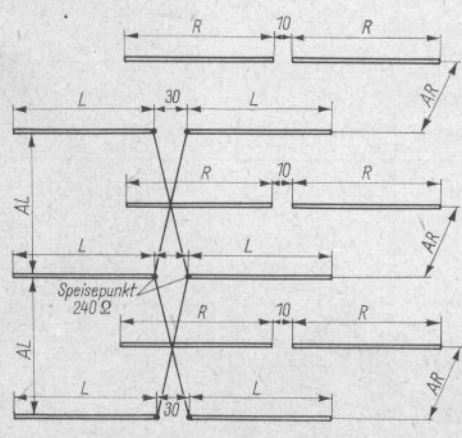


Bild 28.7
Schema der 12-Element-Gruppenantenne nach Tabelle 28.7.

28.7. Die 12-Element-Gruppenantenne

Kenndaten (Näherungswerte)
Antennengewinn 9,5 dB, Rückdämpfung 14 dB, Impedanz im zentralen Speisepunkt 240 Ω symmetrisch, Antennenhöhe 1λ, horizontaler Öffnungswinkel 60°, vertikaler Öffnungswinkel 50°.

Der Durchmesser aller Elemente beträgt 6 bis 10 mm, die Verbindungsleitungen werden aus 3-mm-Draht gefertigt (Drahtdurchmesser unkritisch). Systemaufbau nach Bild 28.7., weitere mechanische und elektrische Einzelheiten siehe Abschnitt 23.4.1.

Tabelle 28.7. Abmessungen für eine 12-Element-Gruppenantenne nach Bild 28.7. für das Fernsehband III

	Band III	
	Kanal 5 bis 8	Kanal 9 bis 12
Länge L	708	620
Länge R	800	700
Abstand AL	790	685
Abstand AR	242	210

Alle Angaben in mm

28.8. UHF-Antennen für den Fernsehempfang

Im UHF-Fernsehbereich IV/V, der das Wellenlängenspektrum von etwa 64 bis 38 cm umfaßt, ist es auf Grund der geringen Elementlängen möglich, ohne großen Raumbedarf Antennen mit hohem Gewinn herzustellen. Daß aber beim UHF-Empfang vergleichsweise auch höhere Antennengewinne als beim VHF-Empfang erforderlich sind, soll nachstehend an Beispielen erklärt werden.

Nach Abschnitt 3.1.6. ist die Größe der Spannung, die eine Antenne dem vorhandenen elektromagnetischen Feld entnehmen kann, von der herrschenden Feldstärke und von der effektiven Länge der Antenne abhängig. Die bei Anpassung verfügbare Empfängereingangsspannung U bei Verwendung eines Halbwellendipols ergibt sich aus Gl. (3.11.) mit

$$U = E \cdot \frac{\lambda}{6{,}28};$$

U – Spannung am Empfängereingang in µV, E – Feldstärke am Antennenstandort in µV/m.

Setzt man voraus, daß an einem bestimmten Standort die Feldstärke E eines Fernsehsenders im Band I, Kanal 3 ($\lambda = 5{,}20$ m) 3000 µV beträgt, so könnte ein verlustfreier Halbwellendipol bei Anpassung *2484* µV an den Empfängereingang liefern $\left(U = 3000 \cdot \frac{5{,}20}{6{,}28}\right)$.

Würde der Sender im Band III, Kanal 8 arbeiten ($\lambda = 1{,}50$ m) und ebenfalls eine Feldstärke von 3000 µV am Empfangsort erzeugen, so lieferte ein resonanter Halbwellendipol unter gleichen Umständen nur noch *717 µV* $\left(U = 3000 \cdot \frac{1{,}50}{6{,}28}\right)$.

Schließlich können bei gleicher Feldstärke im Band IV, Kanal 30 ($\lambda = 0{,}55$ m) unter gleichen Bedingungen nur noch *263 µV* dem Empfängereingang zugeführt werden $\left(U = 3000 \cdot \frac{0{,}55}{6{,}28}\right)$.

Daraus geht hervor, daß man bei gleicher

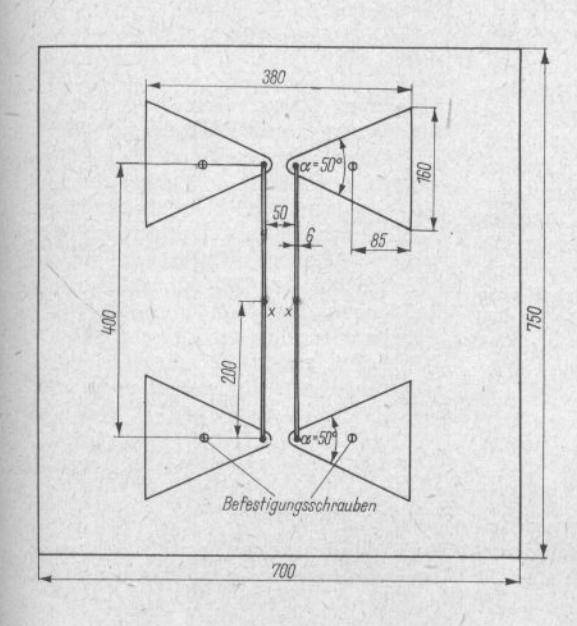


Bild 28.8
Gestockte Ganzwellendipole vor Reflektorwand für Band IV/V (alle Angaben in mm)

Feldstärke mit einem Halbwellendipol im Fernsehband I etwa die 4fache Antennenspannung erhält wie mit einem Halbwellendipol im Band III bzw. die 10fache Antennenspannung eines resonanten Dipols im Band IV. Anders ausgedrückt: Ein einfacher Halbwellendipol im Band I liefert die gleiche Empfangsspannung wie eine Richtantenne mit 12 dB Gewinn im Band III und wie eine Richtantenne mit 20 dB Gewinn im Band IV, vorausgesetzt, daß am Antennenstandort immer die gleiche Feldstärke vorhanden ist.

Für die Belange des Funkamateurs mit Fernsehinteressen eignen sich die breitbandigen Reflektorwandantennen besonders, weil sie sehr flach und mechanisch robust sind. Ganzwellenspreizdipole vor einer Reflektorwand lassen sich bei mittlerem Gewinn und sehr großer Bandbreite als Suchantenne für die Auswahl des günstigsten Antennenstandortes gut verwenden. Bei ausreichenden Empfangsfeldstärken sind sie auch als raumsparende Betriebsantennen einzusetzen, besonders dann, wenn mehrere weitauseinanderliegende Kanäle empfangen werden sollen. Für den Amateur bieten diese besonders breitbandigen Antennen den Vorzug, daß sie auch noch im 70-cm-Amateurband einen brauchbaren Empfang ermöglichen. Als fest montierte Betriebsantenne für bestimmte Kanäle im UHF-Fernsehbereich werden Kanalgruppen-*Yagis* bevorzugt, besonders dann, wenn seitliche Reflexionen oder andere Störungen ausgeblendet werden sollen. Solche *Yagi*-Antennen stellt die Industrie für alle vorkommenden Empfangssituationen her. Ausführliche Beschreibung für den Selbstbau von UHF-*Yagis* aller Größen sind in den Literaturhinweisen am Schluß des Abschnittes enthalten.

28.8.1. Ganzwellenspreizdipole vor Reflektorwand

Die einfachste Bauform eines Ganzwellenschmetterlingsdipols vor einer Reflektorwand mit einem Frequenzbereich von 450 bis 900 MHz wurde bereits in Abschnitt 26.2.1. ausführlich beschrieben (s. auch Bild 26.9. und Bild 26.10.). Wegen des großen Spreizwinkels α von 70° zeichnet sich diese unkomplizierte Antenne durch besonders große Bandbreite und durch einen konstanten Fußpunktwiderstand über den gesamten Bereich aus.

Eine gestockte Ausführung, deren Bandbreite den gesamten UHF-Fernsehbereich überdeckt, zeigt Bild 28.8. In diesem Fall befinden sich zwei 50°-Ganzwellenspreizdipole als Dipolspalte in einem Abstand von 140 mm vor einer Reflektorwand. Die Reflektorwand wurde der Übersichtlichkeit halber nur in ihren äußeren Umrissen gezeichnet. Über ihre verschiedenen Ausführungsmöglichkeiten und Eigenschaften kann der Leser in Abschnitt 26.2. nachlesen. Die Schmetterlingsdipole werden über 140 mm lange Abstandshalter aus Isoliermaterial auf der Reflektorwand befestigt. Hochwertige Isolierstützen sind nicht erforderlich; wenn man die Lage der in Bild 28.8. angegebenen Befestigungsschrauben einhält, können sogar ohne merkbare Verluste Metallstützen verwendet werden. In diesem Fall sind alle Antennenteile über die Reflektorwand geerdet.

Kenndaten (Näherungswerte)
Antennengewinn über den Bereich 470 bis 790 MHz zwischen 9 dB und 12 dB, Rückdämpfung > 20 dB, Fußpunktwiderstand 240 Ω symmetrisch, Stehwellenverhältnis ≦1:2, horizontaler Öffnungswinkel 50°, vertikaler Öffnungswinkel je nach Frequenz zwischen 40° und 70°, Abstand von der Reflektorwand = 140 mm.

Weitere Angaben siehe Abschnitt 20.2.2.

Bild 28.9. zeigt als Beispiel eine gleichartig aufgebaute Industrieantenne *(Kathrein)*.

28.8.2. Die Winkelreflektorantenne für UHF-Fernsehen

Beliebt und leistungsfähig ist die *Corner-Reflector-Antenne*, die auch von der An-

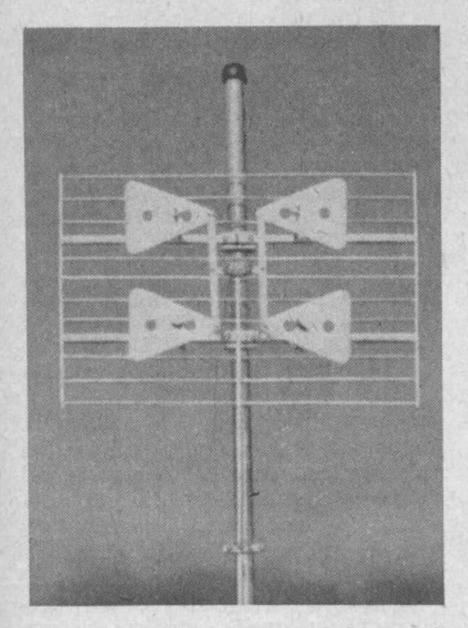


Bild 28.9. Industrieausführung einer Reflektorwand-Breitbandantenne (*Kathrein*)

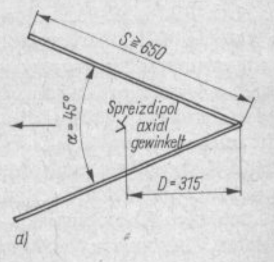
tennenindustrie hergestellt wird (s. Bild 26.14.). Dieser Antennentyp wurde in Abschnitt 26.2.3. bereits ausführlich beschrieben. Eine Breitbandausführung für den Bereich 470 bis 790 MHz ist in Bild 28.10. wiedergegeben. Sie entspricht in ihrer mechanischen Ausführung der in Bild 26.13. dargestellten Antenne mit axial abgewinkeltem Spreizdipol. Die Breite L des Winkelreflektors (s. Bild 26.23. b) ist aus Bild 28.10. nicht ersichtlich; sie soll $\geqq 450$ mm betragen, größere Breite verbessert die Rückdämpfung

Kenndaten (Näherungswerte)
Antennengewinn zwischen 10 dB und 14,5 dB (frequenzabhängig), Rückdämpfung > 24 dB, Fußpunktwiderstand 240 Ω symmetrisch, Stehwellenverhältnis $\leqq 1:3$. Weitere Angaben siehe Abschnitt 26.2.3.

Der Eckenreflektor kann auch mit einem Öffnungswinkel α von 60° ausgeführt werden. In diesem Fall muß der Dipolabstand D 248 mm betragen, und man kommt mit einer Schenkellänge $S \geqq 500$ mm aus. Bei dieser 60°-Ausführung wird aber gleichzeitig auch der mögliche Maximalgewinn auf 12,5 dB begrenzt.

28.8.3. Sonstige Bauformen breitbandiger UHF-Fernsehantennen

Die gestockte V-Antenne, die in Abschnitt 27.1. beschrieben wurde (Bild 27.1. und Bild 27.2.), hat annähernd gleiche Eigenschaften wie die gestockten Ganzwellendipole vor Reflektorwand (Bild 28.8.). Wie aus Bild 27.2. hervorgeht, ist sie mit Gewinnen zwischen mindestens 9 dB bis maximal 12 dB über die ganze Breite des Bandes IV/V brauchbar. Sie kann außerdem als Empfangsantenne für den UKW-Rundfunk zusätzlich genutzt werden. Da die gestockte V-Antenne in diesem Bereich als abgewinkelte Ganzwellenantenne wirkt, zeigt ihr Horizontaldiagramm annähernde Rundcharakteristik (s. Bild 10.31.). Die vorhandenen Doppelschenkel bewirken eine gute



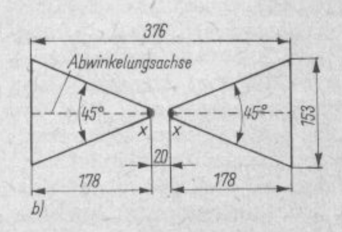


Bild 28.10. Die 45°-Winkelreflektorantenne für Band IV/V; a – Seitenansicht, b – Teilzeichnung Schmetterlingsdipol (alle Angaben in mm)

Bandbreite, die auftretende Fehlanpassung (maximal etwa 1:3) ist beim FM-Rundfunkempfang ohne Bedeutung. Die Antenne wird mit den in Bild 27.1. angegebenen Abmessungen aufgebaut.

Eine weitere brauchbare Bauform für den UHF-Fernsehempfang ist der in Abschnitt 26.1.3. beschriebene vereinfachte Hornstrahler. Bemißt man diese in Bild 26.6. dargestellte Antenne an Stelle der dort angegebenen Seitenlängen von 2,45 m mit 800 mm, so kann am Bandanfang des Bereiches IV (Kanal 21) mit einem Gewinn von 10 dB gerechnet werden. Der Gewinn steigt kontinuierlich an und erreicht am hochfrequenten Bandende (Kanal 60) 15dB. Voraussetzung dafür ist, daß die beiden Dipolflügel möglichst aus Alublech oder aus sehr engmaschigem Drahtgewebe (»Fliegendraht«) angefertigt werden. Der Öffnungswinkel der Dipolflügel beträgt in jedem Fall 60°. Als Faustregel für diese Antennen gilt, daß der Gewinn um jeweils 6 dB anwächst, wenn die Frequenz verdoppelt wird.

In einigen Sonderfällen kann auch ein UHF-Rhombus nach Bild 27.6. von Interesse sein. Wie aus Bild 27.7. hervorgeht, liegt der Maximalgewinn mit den angegebenen Seitenlängen L im hochfrequenten Teil des UHF-Fernsehbereiches (Kanal 50). Dabei beträgt die relative Seitenlänge L des Rhombus rund 4λ. Unter Beachtung der Diagramme (Bild 12.9. und Bild 27.4.) ist es sehr einfach, beliebige Rhombusantennen zu konstruieren. Besonders günstige Speiseverhältnisse bestehen, wenn zwei gleichartige UHF-Rhomben vertikal übereinander gestockt werden. Für die Verwendung im Band IV/V kann der Stockungsabstand etwa 800 mm betragen, dabei wächst der Gewinn um rund 2,5 dB. Die Speisepunkte beider Ebenen werden durch eine nichtüberkreuzte Paralleldrahtleitung (Wellenwiderstand etwa 500 Ω) miteinander verbunden. An der geometrischen Mitte dieser Verbindungsleitung befinden sich die Anschlußpunkte für eine symmetrische Speiseleitung von 240 bis 300 Ω Wellenwiderstand.

28.9. Die Halbwellenumwegleitung für FS-Selbstbauantennen

Die Balun-Leitung (s. Abschnitt 7.5.) dient dazu, Antennen, die für einen Speisepunktwiderstand von 240 Ω symmetrisch ausgelegt sind, für den Anschluß eines koaxialen Speisekabels von 60 Ω Wellenwiderstand umzurüsten.

Heute werden praktisch alle industriell hergestellten Fernsehantennen mit einem Anschlußwiderstand von 240 Ω symmetrisch geliefert; auch für die in diesem Abschnitt beschriebenen Selbstbau-Fernsehantennen gilt diese Regel.

Wie schon ausgeführt, ist es elektrisch günstiger und auf die Dauer auch wirtschaftlicher, stationär aufgebaute Antennen über Koaxialkabel zu speisen. Die Umwegleitung, die die erforderliche Transformation 4:1 (240:60 Ω) und gleichzeitig den Übergang von erdsymmetrisch zu erdunsymmetrisch herstellt, wird auf einfache Weise aus einem Stück Koaxialkabel nach Bild 28.11. hergestellt. Die geometrische Länge L beträgt $\lambda/2 \cdot$ Verkürzungsfaktor des verwendeten Kabels. Die üblichen Koaxialkabel haben einen Verkürzungsfaktor von 0,66, solche mit luftraumreichem Dielektrikum (z.B. Typ *60-7-3*) sind am verlustärmsten, ihr Verkürzungsfaktor beträgt etwa 0,77. Obwohl es sich bei der Umwegschleife um eine abgestimmte Leitung handelt, hat sie eine relativ große Bandbreite. Man kann deshalb ohne besondere Nachteile für jedes Fernsehband jeweils eine für die Bandmittenfrequenz bemessene Balun-Schleife verwenden; das gilt auch für den gesamten Bereich IV/V. Soll die Antenne nur für einen bestimmten Abschnitt oder Kanal des Fernsehbereiches eingesetzt werden, so wird man die Umwegleitung für die Frequenzmitte dieses Abschnittes oder Kanals bemessen.

Tabelle 28.8. vermittelt die mechanische Leiterlänge L von Umwegschleifen für die Fernsehkanäle bei Verwendung von Kabeln mit Verkürzungsfaktoren von 0,66 und 0,77.

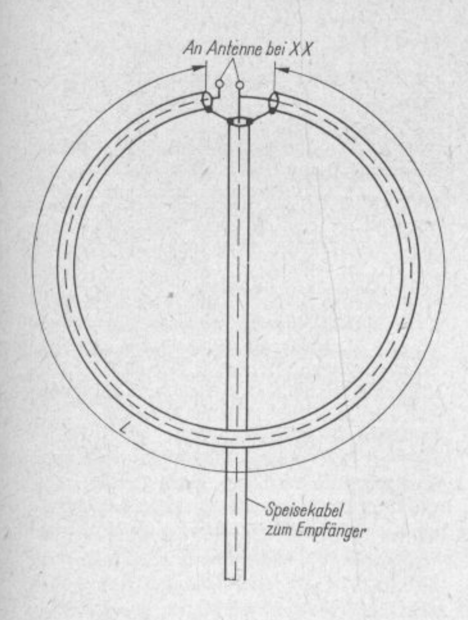


Bild 28.11. Bemessungsskizze für Halbwellenumwegleitungen nach Tabelle 28.8.

Tabelle 28.8. Die geometrische Leiterlänge L einer Halbwellenumwegschleife nach Bild 28.11. für alle Fernsehbereiche

Länge *L* bei	Band I		
	Kanal 2	Kanal 3	Kanal 4
V = 0,66	2020	1770	1570
V = 0,77	2310	2000	1790

	Band III							
	Kanal 5	Kanal 6	Kanal 7	Kanal 8	Kanal 9	Kanal 10	Kanal 11	Kanal 12
V = 0,66	562	541	521	502	485	470	454	440
V = 0,77	654	617	604	582	562	539	527	512

	Band IV/V							
	Kanal 21 bis 25	Kanal 26 bis 30	Kanal 31 bis 35	Kanal 36 bis 40	Kanal 41 bis 45	Kanal 46 bis 50	Kanal 51 bis 55	Kanal 56 bis 60
V = 0,66	202	186	173	162	152	143	135	128
V = 0,77	235	221	202	188	177	167	158	149

Alle Angaben in mm

Literatur zu Abschnitt 28.

Fiebranz, A.: Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang, 1. Auflage, Verlag Technik, Berlin 1961

Rothammel, K.: Praxis der Fernsehantennen I und II, Reihe »Der praktische Funkamateur«, Band 55, Band 56, 2. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

Rothe, G./Spindler, E.: Antennenpraxis, 3. Auflage, Seite 154, Verlag Technik, Berlin 1968

Rothe, G./Spindler, E.: Antennenpraxis, 3. Auflage, Seiten 158 bis 169, Verlag Technik, Berlin 1968

Rothe, G./Spindler, E.: Antennenpraxis, 3. Auflage, Verlag Technik, Berlin 1968

Sjobbema, D. J. W.: Antennes, Ontvangantennes voor FM en TV, Eindhoven 1963

Taeger, W.: UKW- und Fernseh-Empfangsantennen, 1. Auflage, Berlin 1961

Titelangaben aus Sammelwerken

Kneitel, T.: A 432/1296 cm/s Stacked Rhombic Array, Antenna Roundup, Vol. 2, Port Washington, Seiten 113 bis 114, New York 1966

Lo, Y.T.: TV Receiving Antennas, Antenna Engineering Handbook, Hrsg. *H. Jasik*, First Edition, Chapter 24, New York 1961

Orr, W.I.: The Radio Handbook, 16th Edition, Chapter 24, Summerland, California, 1962

Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, Band I, Seiten 548 bis 570, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1967

Titelangaben aus Fachzeitschriften

Spindler, E.: UHF-Empfangsantennen-Typen, Eigenschaften, Anwendungen, Funk-Technik **21**, Heft 20, Seiten 738 bis 741; Heft 21, Seiten 775 bis 777; Heft 22, Seiten 817 bis 818; Heft 23, Seiten 856 bis 857; Heft 24, Seiten 886 bis 888, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1966

Spindler, E.: Antennen-Selbstbau, Funk-Technik **22**, Heft 20, Seiten 791 bis 792; Heft 21, Seiten 825 bis 826; Heft 22, Seiten 864 bis 866; Heft 23, Seiten 900 bis 901; Heft 24, Seiten 941 bis 944, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin 1967

29. Amateurantennen für den beweglichen Einsatz

Zuweilen wird eine Amateurfunkanlage vorübergehend von beliebig wechselnden Standorten aus betrieben. Diesen nichtstationären Einsatz – *Portablebetrieb* genannt– führt man häufig an Feldtagen durch.

Mit fortschreitender Motorisierung wächst auch die Zahl jener Funkamateure, die den Portablebetrieb im fahrenden Kraftfahrzeug ausüben; man spricht dann vom *Mobilebetrieb*. Durch das Fortschreiten der Halbleitertechnik hat dieser einen besonderen Auftrieb erhalten. Vorwiegend aus Gründen der Ausbreitung und wegen der Möglichkeit, wirkungsvolle Mobileantennen herstellen zu können, wird in Europa für den beweglichen Einsatz das 2-m-Band bevorzugt. Nicht zuletzt muß in diesem Zusammenhang noch die Fuchsjagd erwähnt werden, die sich aus einer anfänglichen Spielerei zu einer sehr beliebten Sportart entwickelt hat, die gleichermaßen den technischen und den körperlichen Einsatz fordert. Für diese Sonderrichtungen des Amateurfunks benötigt man Antennen, die in ihren technischen und mechanischen Daten den jeweiligen speziellen Forderungen möglichst gut entsprechen.

29.1. Antennen für den Portablebetrieb

Beim »normalen«Portablebetrieb sucht man sich einen Standort, der möglichst günstige Ausbreitungsbedingungen erwarten läßt. Die Standortauswahl muß für die Kurzwellenarbeit nach anderen Gesichtspunkten erfolgen als für den UKW-Betrieb.

Günstige Kurzwellenstandorte sind insbesondere solche mit guten Erdverhältnissen und freier Nahumgebung. Standorte auf Bergen begünstigen im KW-Bereich die ionosphärische Ausbreitung nicht.

Entscheidend für die Brauchbarkeit eines Standortes sind in erster Linie die Erdverhältnisse, besonders dann, wenn Vertikalstrahler verwendet werden. So kann man z.B. in unmittelbarer Nähe von Gewässern gute Abstrahlungsbedingungen erwarten. Einzelne Bäume oder Wälder stören die Kurzwellenausbreitung kaum, dagegen soll man die Annäherung an Freileitungen oder größere metallische Gebilde meiden.

Im Ultrakurzwellenbereich, in dem praktisch keine Reflexion an der Ionosphäre mehr stattfindet, bietet der höchstmögliche Aufbauplatz die günstigsten Bedingungen. In diesem Fall ist die Standortauswahl von erstrangiger Bedeutung und gleichzeitig am einfachsten; denn man braucht die Erdverhältnisse nicht zu berücksichtigen.

Für den Portableeinsatz eignen sich alle üblichen KW- und UKW-Antennenformen, sofern entsprechende Stützpunkte vorhanden oder zu schaffen sind und der Transport der Antennenbestandteile keine unüberwindlichen Schwierigkeiten bereitet. Da sich für den meist kurzzeitigen Portableeinsatz der Aufbau komplizierter Antennensysteme im allgemeinen nicht lohnt, bevorzugt man im Kurzwellenbereich einfachste Drahtantennen, deren geometrische Längen durch den Abstand vorhandener Stützpunkte (Bäume usw.) vorgegeben sind. Bei solchen L- oder T-Formen läßt sich die Resonanz durch ein unsymmetrisches *Collins*-Filter erzwingen. Eine besondere Speiseleitung erübrigt sich dabei, weil der Sender wohl immer unmittelbar am Antennen-

fußpunkt aufgestellt werden kann und man im freien Gelände auch kaum mit BCI oder TVI rechnen muß. Wo man gute Erdverhältnisse vorfindet (z.B. an einem Seeufer oder im sumpfigen Gelände; s. auch Abschnitt 19.1.), sind Vertikalstrahler am wirkungsvollsten. Oft bietet ein Baum den geeigneten Stützpunkt für einen vertikalen oder geneigten Viertelwellendraht, dessen erdseitiges Ende ebenfalls über ein *Collins*-Filter direkt an die Sender-Endstufe angeschlossen wird. Nur die wenigsten Amateurstationen verfügen über einen für Kurzwellen ausreichend hohen Steckmast oder Teleskopmast, der sie von natürlichen Stützpunkten unabhängig macht. Da beim Portablebetrieb in erster Linie die Standortauswahl über den Erfolg entscheidet, genügt es im allgemeinen, eine ausreichende Menge Antennendraht und ein geeignetes *Collins*-Filter mitzuführen. Die Antenne wird dann entsprechend den örtlichen Gegebenheiten aufgebaut.

Beim Portablebetrieb im 2-m-Band und im 70-cm-Band gibt es überhaupt keine Antennenprobleme. Es können zerlegbare *Yagis* aller Größen in Leichtbauweise mit bestem Erfolg verwendet werden. Als Antennenträger genügt in den meisten Fällen ein einfacher Steckrohrmast von etwa 3 m Länge, den man sich aus einzelnen Rohrabschnitten leicht herstellen kann.

Bei Handfunksprechgeräten kleiner Leistung wird für den Nahverkehr im allgemeinen ein Viertelwellenstab direkt auf das Gerät aufgesteckt. Größere Reichweiten werden mit Leichtbau-*Yagis* (siehe Abschn. 22.2.) oder mit dem *HB9CV*-Strahler (s. Abschn. 22.1.2.) erzielt.

29.2. Kurzwellenantennen für den Mobileeinsatz

Sehr begrenzt ist die Antennenauswahl beim Kurzwellenfahrzeugbetrieb. In erster Linie kommt ein mechanisch verkürzter Viertelwellenstrahler als Vertikalstab in Frage. Lediglich für den Betrieb im 10-m-Band kann eine solche Vertikalantenne für volle mechanische Viertelwellenlänge bemessen werden (etwa 2,50 m). Für größere Wellenlängen verbieten Straßenverkehrsordnung und Vernunft die natürliche Resonanzlänge. In diesem Fall kann man nur noch mit eingefügten Verlängerungsspulen arbeiten, wobei die bekannten Nachteile, wie schlechter Wirkungsgrad, geringe Bandbreite und schwierige Speisung, auftreten.

29.2.1. Die mechanische Ausführung verkürzter Vertikalstrahler

Ein mechanisches Problem bildet die Standsicherheit der Antennenrute. Sie soll elastisch sein, darf aber während der Fahrt nicht in Schwingbewegungen geraten. Da der Antennenstab im allgemeinen nur an seinem Fußpunkt befestigt werden kann, wirkt sich sein Luftwiderstand dort als eine Hebelkraft aus, die mit wachsender Geschwindigkeit zunimmt. Daraus ergibt sich die Forderung nach einem dünnen Antennenrohr mit geringem Luftwiderstand, das sich möglichst nach der Spitze hin konisch verjüngt, weil sich am langen Hebelarm der Luftwiderstand am stärksten auswirkt.

Einerseits sollte aus Gründen der Festigkeit die Stabantenne aus einem Stück bestehen, andererseits ist aber Zerlegbarkeit erwünscht, um sie gegebenenfalls auch im Fahrzeuginnern transportieren zu können. Schließlich soll auch die Befestigung am Antennenfuß leicht lösbar sein; denn bei Einfahrt in die Garage muß sich die Antenne abnehmen lassen.

Für Wellenlängen > 10 m braucht man immer eine Verlängerungsspule. Aus Stabilitätsgründen ist ihr günstigster Platz am Tiefpunkt des Stabes. Dort – im Strommaximum – sind aber die Spulenverluste am größten. Der Strahlungswiderstand und damit auch der Wirkungsgrad erhöhen sich, wenn man die Verlängerungsspule mehr zur Antennenspitze hin anordnet. Als günstige Kompromißlösung wird vorgeschlagen, die Verlängerungsspule $^1/_3$ bis $^1/_2$ der Stab-

länge vom Fußpunkt entfernt einzufügen.

Als günstigster Befestigungspunkt für eine Kurzwellenmobileantenne dürften sich fast immer die Stoßstangen am Fahrzeugheck bzw. ihre Befestigungsbügel eignen. Dort besteht ausreichende Festigkeit, und man kann auch eine gute metallische Verbindung mit den übrigen Fahrzeugmetallteilen erwarten. Von ausschlaggebender Bedeutung ist aber in den meisten Fällen, daß bei dieser Befestigungsart die Karosserie nicht beschädigt wird.

Es ist zu empfehlen, zwischen Antennenstab und Befestigungspunkt einen federnden Antennenfuß einzufügen. Spiralfedern aus Motorrad-Schwingsätteln sind dazu gut geeignet (Federdurchmesser etwa 30 mm Federdrahtdurchmesser um 6 mm). Mit etwas mechanischem Geschick läßt sich daraus ein brauchbarer Federfuß herstellen. Die elastische Federverbindung bewirkt, daß sich Fahrbahnunebenheiten viel weniger zur Antenne fortpflanzen können als das bei einer starren Verbindung der Fall sein dürfte. Durch die federnde Lagerung gibt der Stab bei der Berührung mit Hindernissen nach und schert deshalb nicht so leicht ab. Optimale Verhältnisse für den Fahrbetrieb sind gegeben, wenn die auf dem Federfuß montierte komplette Antenne eine mechanische Schwingfrequenz von etwa 1 Hz aufweist. Die überwiegend kurzen und schnell aufeinanderfolgenden Fahrbahnstöße können dann die Antenne nicht zu mechanischen Schwingungen anregen, und das Ergebnis ist ein auch bei schlechten Straßenverhältnissen ruhig stehender Antennenstab.

Im allgemeinen beträgt die mechanische Länge vertikaler Kurzwellenmobileantennen zwischen 2,40 und 3 m. Der traditionelle Werkstoff für die Antennenrute ist Metallrohr, wobei sich die für industrielle Autoantennen verwendeten Qualitäten besonders gut eignen. Eine brauchbare und nicht so kostspielige Lösung ergibt sich durch die Verwendung dünner, zusammensteckbarer Bambusruten, die als zerlegbare Angeln in Fachgeschäften erhältlich sind. Sie dienen als Träger für den Antennenleiter, der im einfachsten Fall mit Klebeband auf der Bambusrute festgelegt wird. Hervorragend geeignet sind Angelruten aus glasfaserverstärktem *Polyester*-Harz (Fiberglas). Bei ihnen wird der Antennenleiter unauffällig im Rohrinnern verlegt. Da das Trägermaterial gleichzeitig ein verlustarmer Isolator ist, läßt sich die erforderliche Verlängerungsinduktivität mit ihrem Spulenträger direkt auf die Antennenrute aufschieben.

Natürlich gibt es für die mechanische Lösung des Antennenproblems eine Anzahl mehr oder weniger brauchbarer Möglichkeiten, die in diesem Rahmen nur zum Teil angedeutet werden konnten. Eine gutaussehende und mechanisch einwandfrei aufgebaute Mobileantenne verfehlt aber ihren Zweck, wenn ihr ohnehin schon geringer Wirkungsgrad durch fehlerhafte elektrische Ausführung noch weiter herabgesetzt wird.

29.2.2. Die elektrischen Eigenschaften verkürzter Vertikalstrahler

Den günstigsten Antennenwirkungsgrad erzielt man, wenn der Viertelwellenmobilestrahler im 10-m-Amateurband arbeitet; denn er kann mit einer mechanischen Länge von rund 2,40 m als *Marconi*-Antenne ohne Verlängerungsspule betrieben werden. Das erforderliche Gegengewicht bzw. die »Erde« wird dabei von den Metallteilen des Fahrzeugs und deren Kapazität zur natürlichen Erde gebildet.

Die elektrischen Kenngrößen eines solchen Viertelwellenstrahlers sind aus Abschnitt 19.2. zu ersehen. Nach der *Rüdenberg*schen Beziehung Gl. (19.5.) ergibt sich ein Strahlungswiderstand R_S von rund 40 Ω. Der Fußpunktwiderstand R_E ist nach Gl. (19.6.) gleich der Summe aus Strahlungswiderstand R_S und den gesamten Verlustwiderständen R_V. Da die Verlustwiderstände nichts zur Strahlung beitragen, sondern den auf sie entfallenden Leistungsanteil in Verlustwärme umsetzen, wird der

Wirkungsgrad η um so geringer, je größer die Verlustwiderstände R_V, bezogen auf den Strahlungswiderstand R_S, sind;

$$\eta = \frac{R_S}{R_S + R_V}. \qquad (29.1.)$$

Nimmt man an, der Strahlungswiderstand R_S beträgt 36 Ω und die Summe der Verlustwiderstände R_V liegt bei 12 Ω, so wäre mit einem Eingangswiderstand R_E von 48 Ω ($R_S + R_V$) zu rechnen. Der Wirkungsgrad würde nach Gl. (29.1.) $\frac{36}{36 + 12} = 0{,}75$, entsprechend 75% betragen.

Insbesondere bei Mobileantennen wird der größte Anteil des Verlustwiderstandes R_V von den Erdverlusten R_G eingebracht. Bei verkürzten Vertikalstrahlern können außerdem die Verluste R_L der Verlängerungsspule noch maßgeblich am Gesamtverlustwiderstand beteiligt sein. Weitere Bestandteile von R_V sind die Isolationsverluste, die als dielektrische Verluste R_D vor allem im Fußpunktisolator auftreten und die Leiterverluste, die sich nach Gl. (5.13.) aus dem ohmschen Widerstand des Antennenleiters unter Berücksichtigung des frequenzabhängigen Skin-Effektes als R_A ergeben. R_A und R_D können im allgemeinen gegenüber R_G und R_L klein gehalten werden und bleiben deshalb oft unberücksichtigt.

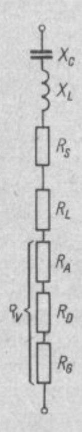


Bild 29.1. Das Ersatzschaltbild eines mechanisch verkürzten Viertelwellenstrahlers

Das Ersatzschaltbild eines verkürzten Viertelwellenstrahlers zeigt Bild 29.1. Die Verkürzung des Strahlers gegenüber der Viertelwellenresonanz bewirkt einen kapazitiven Blindwiderstand X_C. Dieser wird mit einem äquivalenten induktiven Blindwiderstand X_L, dargestellt durch die Verlängerungsspule, kompensiert ($X_L = X_C$). Es ist deshalb trotz Strahlerverkürzung Resonanz vorhanden. In Reihe mit X_C und X_L liegen der Strahlungswiderstand R_S und der Verlustwiderstand R_V, der sich aus den Widerständen der Erdverluste R_G, der Spulenverluste R_L, der dielektrischen Verluste R_D und der Leiterverluste R_A zusammensetzt.

Zunächst interessiert die Größe des Strahlungswiderstandes R_S in Abhängigkeit von der Strahlerverkürzung. Allgemein gilt, daß R_S um so kleiner wird, je stärker man den Strahler verkürzt. Dieser Zusammenhang ist auch aus der *Rüdenberg*schen Beziehung Gl. (19.5.) zu erkennen; denn eine mechanische Verkürzung der Antenne bedeutet gleichzeitig eine Verkleinerung der effektiven Antennenhöhe H_{eff}. Eine »handliche« Formel zur Errechnung des Strahlungswiderstands R_S (in Ω) lautet:

$$R_S = \frac{H^2}{312}; \qquad (29.2.)$$

H – in Winkelgraden ausgedrückte Antennenlänge.

Beispiel 1

Eine 3 m lange Mobileantenne soll im 80-m-Band betrieben werden. Wie groß ist der Strahlungswiderstand R_S?

Die mittlere Wellenlänge des 80-m-Bandes beträgt rund 82 m = 360°. Daraus ergibt sich für die mechanische Antennenlänge von 3 m eine Länge in Winkelgraden von $\frac{3 \cdot 360}{82} \approx 13°$.

$$H = 13°, H^2 = 169; R_S = \frac{169}{312} \approx 0{,}54\,\Omega$$

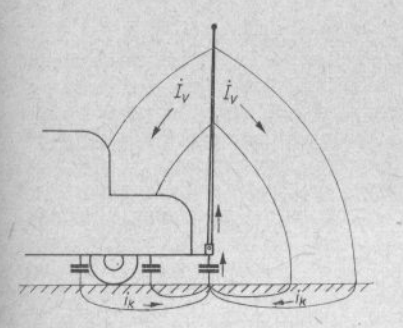


Bild 29.2. Ersatzvorstellung für die Stromausbreitung einer vertikalen Fahrzeugantenne

Würde man die gleiche Antenne im 40-m-Band betreiben ($\lambda = 42,5$ m), hätte die Antenne eine elektrische Länge von rund 25°, entsprechend einem Strahlungswiderstand von 2 Ω. Für den 20-m-Betrieb würde R_S etwa 9 Ω betragen.

Diese besonders beim 80-m-Betrieb extrem kleinen Strahlungswiderstände haben einen äußerst schlechten Wirkungsgrad zur Folge. Nimmt man an, daß die Summe der Verlustwiderstände 12 Ω beträgt (ein durchaus realer Wert!), so kommt man nach Gl. (29.1.) im obigen Beispiel beim 80-m-Betrieb auf einen Wirkungsgrad η von 0,043 = 4,3%. Das bedeutet, daß mehr als 95% der vom Sender gelieferten HF-Energie in nutzlose Verlustwärme umgesetzt werden. Unter gleichen Bedingungen läßt sich für den 40-m-Betrieb ein Wirkungsgrad von 14,3% und für das 20-m-Band ein solcher von 43% errechnen. Daraus kann man erkennen, wie wichtig es ist, die Verlustwiderstände so gering als möglich zu halten und daß selbst geringfügig erscheinende Fehler (z.B. mangelhafte Kontaktgabe) katastrophale Folgen für den Wirkungsgrad haben können.

Leider gibt es keine praktischen Möglichkeiten, die durch R_G bedingten Erdverluste wirksam herabzusetzen. Wie in Bild 29.2. schematisch dargestellt wird, verlaufen die Verschiebeströme I_V des Außenraumes als Konvektionsströme I_k in der Erde weiter und bewegen sich zum Antennenfußpunkt (s. auch Bild 19.4.). Beim Mobilebetrieb werden die Ströme teilweise durch den metallischen Fahrzeugkörper zusammengefaßt. Da die Fahrzeugfläche – zumindest für die niederfrequenten Amateurbänder – immer viel kleiner als $\lambda/4$ ist, kann sie nicht als ausreichendes Gegengewicht dienen, sie wirkt nur als Kapazität gegen Erde. Messungen an einer 3 m langen Mobileantenne im 80-m-Betrieb haben Durchschnittswerte für R_G von etwa 10 Ω ergeben.

29.2.2.1. *Die Verlängerungsspule für verkürzte Viertelwellenstrahler*

Ein gegenüber der Viertelwellenresonanz mechanisch verkürzter Strahler hat eine kapazitive Blindkomponente X_C. Ihr Widerstandswert (in Ω) ergibt sich aus der Beziehung

$$X_c = \frac{Z_A}{\tan H}; \tag{29.3.}$$

Z_A – Wellenwiderstand des Antennenstabes in Ω, der sich aus Gl. (19.7.) errechnet,
H – Stablänge in Winkelgraden, deren Ermittlung bereits in Beispiel 1 erläutert wurde.

Beispiel 2

Es wird wieder eine 3 m lange Mobileantenne für den 80-m-Betrieb angenommen, deren Länge H bereits mit 13° festgestellt wurde. Der Tangens 13° wird aus einer Tafel der Winkelfunktionen mit 0,23087 ermittelt. Der Antennenstab soll einen Durchmesser d von 10 mm haben, dann ergibt sich bei einer Antennenlänge L von 3 m = 3000 mm ein Schlankheitsgrad $S = L/d = 300$. Damit wird nach Gl. (19.7.) der Wellenwiderstand Z_A mit 361 Ω errechnet. Nun ergibt sich nach Gl. (29.3.) der kapazitive Blindwiderstand X_C mit $\frac{361}{0,23087} = 1570\,\Omega$.

Um den kapazitiven Widerstand X_C von 1570 Ω zu kompensieren, muß der induktive Blindwiderstand X_L der Verlängerungsspule ebenfalls 1570 Ω betragen. Dabei be-

findet sich die Verlängerungsspule im Strombauch, also am Antennenfußpunkt.

Aus X_L ergibt sich die frequenzbezogene Induktivität L für die Verlängerungsspule nach der Gleichung

$$L = \frac{X_L}{2\pi f}; \qquad (29.4.)$$

L in µH, wenn die Frequenz f in MHz eingesetzt wird. Ohne Rechenarbeit kann L in Abhängigkeit von X_L bei gegebener Frequenz f aus Bild 6.19. abgelesen werden.

Der für das Beispiel 2 errechnete induktive Blindwiderstand X_L von 1570 Ω entspricht bei $f = 3{,}7$ MHz einer Induktivität L von rund 68 µH.

Die Güte Q der Spule soll so hoch wie möglich sein, damit ihr Verlustwiderstand R_L in bestimmten Grenzen bleibt. Gute, verlustarme Selbstbauspulen erreichen selten mehr als $Q = 300$. Hohe Güte Q bedingt u.a. möglichst dicke Spulendrähte mit hohem Oberflächenleitwert und einen günstigen Formfaktor. Für diesen gilt als Faustregel, daß sich Spulenlänge zu Spulendurchmesser etwa wie 2:1 verhalten sollen. Der Spulenverlustwiderstand R_L ergibt sich aus der Gleichung

$$R_L = \frac{X_L}{Q}. \qquad (29.5.)$$

Wird eine Güte Q von 300 vorausgesetzt, beträgt R_L der in Beispiel 2 errechneten Verlängerungsspule mit $X_L = 1570\,\Omega$ bereits mehr als 5 Ω und verringert somit den Wirkungsgrad erheblich. Es wurde bereits erwähnt, daß sich der Wirkungsgrad eines mechanisch verkürzten Viertelwellenstrahlers verbessert, wenn man die erforderliche Verlängerungsspule nicht am Strahlerfußpunkt anordnet, sondern etwa in Strahlermitte einfügt. Eine Zentralspule ist deshalb vorteilhaft, weil sich bei einer solchen Anordnung der Strahlungswiderstand R_S fast verdoppelt, was einer Verbesserung des Wirkungsgrades gleichkommt. Eine erhöht angebrachte Spule unterliegt nicht so stark den dämpfenden Umgebungseinflüssen, die bei der Fußpunktspule durch die Annäherung der Karosserieteile meist unvermeidlich sind. Damit die Spulengüte nicht verringert wird, soll der Abstand von allen Metallteilen mindestens gleich dem doppelten Spulendurchmesser sein.

Gegen die Zentralspule sprechen vor allem statische und mechanische Gründe. Hochwertige Spulen, die relativ große Ströme führen, können nicht in Miniaturausführung hergestellt werden. Die verhältnismäßig großen und schweren Spulen in der Mitte des Hebelarmes bilden eine beachtliche statische Belastung. Da die Spule nichts zur Abstrahlung beiträgt, erscheint ihre Anordnung am Fußpunkt günstiger; denn sie erhebt den strahlenden Teil der Antenne entsprechend der Spulenlänge etwas aus dem Bereich der dämpfenden Karosserieteile heraus. Da wegen der sehr niedrigen Fußpunktwiderstände verkürzter Viertelwellenstrahler stets ein Anpassungsnetzwerk für die Speisung vorzusehen ist, kann man dieses zusammen mit der Fußpunktverlängerungsspule zu einer Einheit kombinieren. Die Frage Zentralspule oder Fußpunktspule muß deshalb bei Abwägung der zu erwartenden Vor- und Nachteile von Fall zu Fall entschieden werden.

Wird eine Zentralspule gewählt, ist zu berücksichtigen, daß sich diese nicht mehr im Strommaximum befindet. Die für eine Fußpunktspule berechnete Induktivität reicht deshalb zur Kompensation des kapazitiven Blindwiderstandes X_C nicht mehr aus. Allgemein wird angegeben [2], [3], daß eine Verlängerungsspule in der geometrischen Mitte des verkürzten Antennenleiters annähernd die doppelte Induktivität einer für den gleichen Leiter berechneten Fußpunktspule haben soll. Genauere Werte erhält man für eine Zentralspule, wenn die für eine Fußpunktspule errechnete Induktivität L mit dem Faktor 1,43 multipliziert wird. Für eine Verlängerungsspule, die $^1/_3$ der Antennenlänge vom Fußpunkt entfernt ist, beträgt dieser Multiplikationsfaktor rund 1,16. Exakte und ausführliche Berechnungsunterlagen werden in [1] gegeben.

Stark verkürzte Viertelwellenstrahler

weisen eine sehr geringe Bandbreite auf. Als Richtwert für einen 3-m-Stab mit Fußpunktspule im 80-m-Betrieb kann eine Bandbreite von etwa 35 kHz angenommen werden; sie sinkt bei Verwendung einer Zentralspule auf etwa 25 kHz. Um die Antennenresonanz jeweils nachstimmen zu können, sind Rollspulen im Gebrauch, seltener Spulenvariometer. Mitunter verwendet man auch zum Verändern der Induktivität Messingtauchkerne, die sich teilweise über Seilzüge fernbetätigen lassen. Diese Maßnahmen sind jedoch problematisch, weil sie gewöhnlich die Spulengüte verschlechtern.

Nach Gl. (19.9.) ist die Bandbreite $B = f_{res}/Q$. Q bedeutet die Strahlergüte, die nach Gl. (19.8.) errechnet wird ($Q = Z_A/R_E$). Z_A ist der Wellenwiderstand des Antennenstabes, der sich aus Gl. (19.7.) ergibt. R_E stellt den Fußpunktwiderstand der Antenne dar, der bekanntlich aus der Summe des Strahlungswiderstandes R_S und des Verlustwiderstandes R_V gebildet wird ($R_E = R_S + R_V$). Daraus folgt durch Umstellung

$$B = f_{res} \cdot \frac{R_E}{Z_A}. \qquad (29.6.)$$

Ausführliche Berechnungsbeispiele sind in [1] enthalten.

29.2.2.2. *Die Anpassung verkürzter Vertikalstrahler an die Speiseleitung*

Der Fußpunktwiderstand R_E stark verkürzter Mobileantennen liegt in der Regel zwischen 10 und 20 Ω, wobei die in den Eingangswiderstand mit eingehenden Verlustwiderstände oft den überwiegenden Anteil darstellen. Selbst bei Viertelwellenstrahlern voller mechanischer Länge, wie sie sich im 10-m-Mobilebetrieb ermöglichen lassen, darf man höchstens mit einer Fußpunktimpedanz von etwa 40 Ω rechnen, zumal keine Radials vorhanden sind. Sollte man an einem solchen Strahler einen größeren Fußpunktwiderstand messen, so zeigt dieses Ergebnis nur an, daß überdurchschnittlich große Verlustwiderstände auftreten.

Mobileantennen werden immer über ein kurzes Stück Koaxialkabel gespeist, das in jedem Fall an die Fußpunktimpedanz des Vertikalstrahlers angepaßt werden muß. Dafür eignen sich zunächst die in Abschnitt 19.4.1. beschriebenen Anpassungsschaltungen, die allgemein für Viertelwellenstrahler anzuwenden sind. Befindet sich jedoch die Verlängerungsspule des verkürzten Vertikalstabes an seinem Fußpunkt, kann diese gleichzeitig als Koppelinduktivität verwendet werden. Bild 29.3. zeigt diese Anwendungsfälle, beide Schaltungen sind in ihrer Wirkungsweise identisch. Bild 29.3.a stellt einen HF-Transformator dar, dessen Sekundärwicklung L_2 mit der Windungsanzahl n_2 festgelegt ist, da es sich um die Verlängerungsspule des Strahlers handelt. Die Windungsanzahl n_1 der Auskoppelspule L_1 erhält man aus der Beziehung

$$n_1 = n_2 \cdot \sqrt{\frac{Z_S}{\omega L_2}}; \qquad (29.7.)$$

Z_S – Wellenwiderstand des zu verwendenden Koaxialkabels, ωL_2 – Kreisfrequenz der Spule L_2.

Bei Bild 29.3.b handelt es sich um die gleiche Schaltung, es ist lediglich der HF-Transformator als sogenannter Autotransformator ausgeführt. Mit diesen sehr einfachen Aufbauten können Schwierigkeiten hinsichtlich des Kupplungsgrades auftreten, die Oberwellenunterdrückung ist gering,

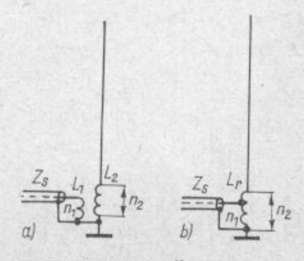


Bild 29.3. Einfache Übertragerschaltung zur Anpassung einer Stabantenne mit Fußpunktspule

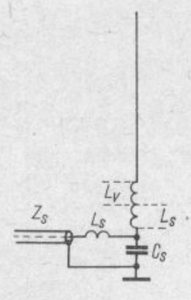


Bild 29.4. Verbesserte Anpassungsschaltung für eine Stabantenne mit Verlängerungsspule

und Streuinduktivitäten lassen sich nicht vermeiden. Zuverlässiger arbeitet die Schaltung nach Bild 29.4., bei der die Kombination L_S/C_S einen Resonanzkreis geringer Güte für die Senderfrequenz darstellt, wobei C_S als Nebenschluß für die Oberwellen wirkt. Die Schaltung erfüllt gleichzeitig die Anpassungsbedingung durch Transformation des Kabelwellenwiderstandes Z_S zum Eingangswiderstand R_E des Strahlers. Die erforderliche Kapazität von C_S (in pF) errechnet man aus der Beziehung

$$C_S = \frac{10^9}{2\pi f \cdot \sqrt{R_E \cdot Z_S}}; \qquad (29.8.)$$

f – Frequenz in kHz, R_E – Fußpunktwiderstand des Strahlers, Z_S – Wellenwiderstand des Speisekabels.

Die Induktivität von L_S (in µH) erhält man aus der Gleichung

$$L_S = \frac{\sqrt{R_E \cdot Z_S} \cdot 10^3}{2\pi f}; \qquad (29.9.)$$

f – Frequenz in kHz.

Beispiel

Eine verkürzte Mobileantenne mit der Resonanzfrequenz 3700 kHz und einem Fußpunktwiderstand R_E von 20 Ω soll an ein koaxiales 60-Ω-Kabel angepaßt werden. Für eine Schaltung nach Bild 29.4. sind die Werte von C_S und L_S zu errechnen.

$$C_S = \frac{10^9}{6{,}28 \cdot 3700 \cdot \sqrt{1200}} = \frac{10^9}{23236 \cdot 34{,}7}$$

$$= 1240 \text{ pF}$$

$$L_S = \frac{\sqrt{1200} \cdot 10^3}{6{,}28 \cdot 3700} = \frac{34700}{23236} = 1{,}49\,\mu\text{H}.$$

Es ist zweckmäßig, die Kapazität C_S aus einem Festkondensator mit parallelgeschaltetem Lufttrimmer zu bilden, um eine bequeme Korrekturmöglichkeit zu haben. Es handelt sich in diesem Fall um eine Anpassung nach *Seefried* (s. Abschn. 6.7.2.), bei der die 2. Spule L_S ein Teil von L_V geworden ist.

Eine andere Anpassungsschaltung mit einem L-Glied zeigt Bild 29.5. a. In diesem Fall liegt die Spule L_S am Strahlerfußpunkt im Antennenleiter. Sie kann ohne Nachteile an eine zentrale Verlängerungsspule L_V »angehängt« werden, so daß insgesamt nur eine gemeinsame Spule $L_V + L_S$ benötigt wird (Bild 29.5. b). Befindet sich die Verlängerungsspule L_V am Strahlerfußpunkt, so wird sie ebenfalls mit L_S kombiniert. Die erforderliche Induktivität von L_S (in µH)

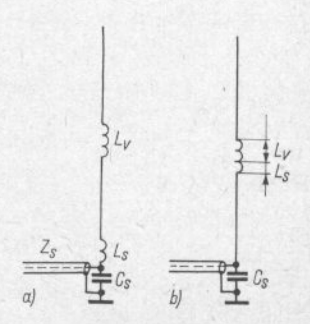


Bild 29.5. Die Anpassung eines Koaxialkabels an den Fußpunktwiderstand einer verkürzten Vertikalantenne; a – Spule L_S am Antennenfußpunkt, b – Spule L_S als Einheit mit der zentralen Verlängerungsspule L_V

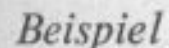
errechnet man aus der Gleichung

$$L_S = \frac{\sqrt{R_E \cdot (Z_S - R_E)} \cdot 10^3}{2\pi f}; \qquad (29.10.)$$

R_E – Fußpunktimpedanz des Strahlers in Ω, Z_S – Wellenwiderstand des Koaxialkabels, f – Frequenz in kHz.

Zur Ermittlung der Kapazität C_S (in pF) dient die Beziehung

$$C_S = \frac{2\pi f \cdot Z_S \cdot \sqrt{\frac{R_E}{Z_S - R_E}}}{10^3}. \qquad (29.11.)$$



Beispiel
Eine Mobileantenne mit der Resonanzfrequenz 3700 kHz und einem Fußpunktwiderstand R_E von 16 Ω soll über die Anpassungsschaltung nach Bild 29.5. an ein 60-Ω-Koaxialkabel angepaßt werden. L_S und C_S sind zu errechnen.

$$L_S = \frac{\sqrt{16 \cdot (60 - 16)} \cdot 10^3}{6{,}28 \cdot 3700} = \frac{26500}{23236}$$

$$\approx 1{,}14\,\mu\text{H}$$

$$C_S = \frac{6{,}28 \cdot 3700 \cdot 60 \cdot \sqrt{\frac{16}{60 - 16}}}{10^3}$$

$$= \frac{1394160 \cdot 0{,}6}{10^3} \approx 836\,\text{pF}.$$

Auch bei dieser Schaltung soll die Kapazität C_S aus einem Festkondensator mit parallelgeschaltetem Lufttrimmer gebildet werden.

Um eine verkürzte Mobileantenne exakt abzustimmen und anzupassen, sind ein Grid-Dip-Meter und ein Stehwellenanzeiger unerläßlich. Für die L-Glied-Anpassung nach Bild 29.5. ist die günstigste Meßanordnung in Bild 29.6. dargestellt.

Abgleichvorschrift
Zunächst entfernt man die Speiseleitung und trennt die Verbindungsleitung zwischen C_S und dem Massepotential auf. An Stelle dieser Verbindungsleitung wird eine kleine Spule mit 1 Wdg. eingesetzt, die als Ankoppelspule für ein Grid-Dip-Meter dient. Nun kontrolliert man die Antennenresonanz am Griddipper; Abweichungen von der gewünschten Resonanzfrequenz sind an der Verlängerungsspule L_V zu korrigieren. Jetzt schließt man das Koaxialkabel an, in das das Reflektometer eingeschleift ist. Die Antenne wird vom Sender mit ihrer Resonanzfrequenz erregt, das vom Reflektometer angezeigte Stehwellenverhältnis notiert man. Nun entfernt man das Speisekabel wieder und verstimmt den Lufttrimmer C_S etwas in Richtung größerer Kapazitätswerte. Die dadurch bedingte Herabsetzung der Antennenresonanzfrequenz wird – kontrolliert vom Griddipper – durch Korrektur an L_V auf den ursprünglichen Wert gebracht. Danach schließt man das Speisekabel wieder an und stellt das neue Stehwellenverhältnis fest. Ist es gegenüber der Ersteinstellung geringer geworden, wurde C_S in der »richtigen« Richtung verstimmt, im umgekehrten Fall muß man C_S auf kleinere Kapazitätswerte einstellen. Dieser Abgleich wird in der gleichen Reihenfolge so lange wiederholt, bis das kleinstmögliche Stehwellenverhältnis erreicht ist. Dann entfernt man die Ankopplungsschleife für den Griddipper und stellt die direkte Verbindung von C_S zum Nullpotential wieder her. Die dadurch hervorgerufene

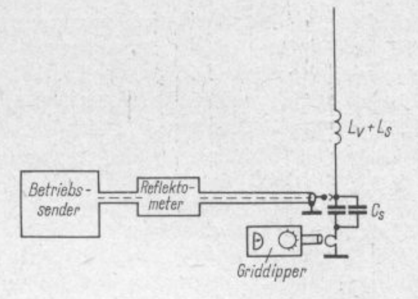


Bild 29.6. Meßanordnung für den Abgleich der Mobileantenne nach Bild 29.5.

leichte Verstimmung der Antennenresonanz wird abschließend durch kleine Korrekturen an L_V beseitigt. Das ist dann der Fall, wenn das Reflektometer wieder minimales Stehwellenverhältnis anzeigt.

29.2.2.3. *Bemessungsangaben für mechanisch verkürzte Mobileantennen*

Unter bestimmten Bedingungen besteht die Möglichkeit, Bemessungsdaten für die Verlängerungsspule L_V in Abhängigkeit von der Strahlerlänge anzugeben. Diese errechneten Daten können nur Näherungswerte sein, weil es nicht möglich ist, die von Fall zu Fall wechselnden Umgebungseinflüsse zu berücksichtigen. Die in Tabelle 29.1. aufgeführten Induktivitäten beziehen sich auf einen Wellenwiderstand des Antennenstabes Z_A von 360 Ω, entsprechend einem Leiterdurchmesser von etwa 8 mm. Dünnere Antennenstäbe erfordern eine etwas größere Induktivität, für dickere Leiter wird sie geringfügig verkleinert. Bei den angegebenen Spulendaten bedeuten d – Drahtdurchmesser in mm, D – Spulendurchmesser in mm und L – Spulenlänge in mm. Die Spulen werden so gewickelt, daß die angegebene Spulenlänge knapp ausgenutzt wird; dieser Fall ergibt sich annähernd dann, wenn der Windungsabstand gleich dem Drahtdurchmesser d ist. Hohe Güten erreicht man mit versilbertem Cu-Draht auf keramischen Sternspulenkörpern. Auch *Polystyrol*-Körper sind gut geeignet. Wenn kein versilberter Kupferdraht greifbar ist, nimmt man möglichst dicken Kupferlackdraht. Für andere Spulendurchmesser können die erforderlichen Spulendaten bei gegebener Induktivität aus den in der Amateurliteratur häufig vorhandenen Nomogrammen ersehen werden (z.B. *Elektronisches Jahrbuch 1966*, Nomogramm 3). In Bild 29.7.a bis d sind Strahlerlänge und Lage der Verlängerungsspule L_V aufgezeichnet, für die die in Tabelle 29.1. an-

Tabelle 29.1. Bemessungsangaben für mechanisch verkürzte Mobileantennen nach Bild 29.7.

Resonanz-frequenz	Strahlerausführung nach Bild 29.7.a	Bild 29.7.b	Bild 29.7.c	Bild 29.7.d
3700 kHz	L_V = 65 μH ≈ 66 Wdg., d = 1,5; D = 50; L = 200	L_V = 83 μH ≈ 81 Wdg., d = 1,5; D = 50; L = 200	L_V = 100 μH ≈ 70 Wdg., d = 1,0; D = 60; L = 150	L_V = 118 μH ≈ 88 Wdg., d = 1,0; D = 50; L = 200
7050 kHz	L_V = 17 μH ≈ 20 Wdg., d = 2,0; D = 70; L = 80	L_V = 22 μH ≈ 25 Wdg., d = 2,0; D = 65; L = 100	L_V = 32 μH ≈ 32 Wdg., d = 1,5; D = 60; L = 100	L_V = 35 μH ≈ 35 Wdg., d = 1,5; D = 60; L = 110
14150 kHz	L_V = 3,3 μH ≈ 10 Wdg., d = 2,0; D = 60; L = 75	L_V = 4,7 μH ≈ 11 Wdg., d = 2,0; D = 70; L = 70	L_V = 7,0 μH ≈ 13 Wdg., d = 1,5; D = 60; L = 60	L_V = 8,0 μH ≈ 16 Wdg., d = 1,5; D = 50; L = 50
21150 kHz	L_V = 0,7 μH ≈ 5 Wdg., d = 2,0; D = 40; L = 50	L_V = 1,5 μH ≈ 7 Wdg., d = 2,0; D = 50; L = 60	L_V = 1,85 μH ≈ 8 Wdg., d = 2,0; D = 40; L = 40	L_V = 2,1 μH ≈ 8 Wdg., d = 2,0; D = 50; L = 50

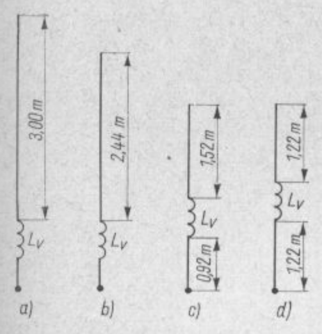


Bild 29.7. Mechanisch verkürzte Viertelwellenvertikalstrahler für den Mobilebetrieb (zu Tabelle 29.1.)

gegebenen Induktivitäten von L_V Gültigkeit haben.

Für den Betrieb im 10-m-Band sind keine Verlängerungsspulen erforderlich; denn mit einer Strahlerlänge von etwa 2,50 m besteht annähernd Viertelwellenresonanz. Bei der 3-m-Rute ist bereits eine induktive Blindkomponente vorhanden, die durch eine Serienkapazität kompensiert werden muß (s. Abschn. 19.4.1.5.). Die größten Schwierigkeiten beim Bau von mechanisch stark verkürzten Mobilevertikalantennen bereitet die mechanische und elektrische Ausführung der Verlängerungsspule besonders beim 80-m-Betrieb. Beschränkt man sich dabei nicht ausschließlich auf die Benutzung der empfohlenen »Mobilefrequenz« von 3690 kHz, muß die Induktivität von L_V in bestimmten Grenzen veränderbar sein; denn bei den beschriebenen 80-m-Ausführungen beträgt die Bandbreite nur etwa 30 kHz. Sollen Induktivitätsänderungen an L_V vermieden werden, kann man das Oberteil des Strahlers als Teleskop ausführen. Man hat dann die Möglichkeit, Veränderungen der Antennenresonanz in bestimmten Grenzen durch mechanische Längenänderung der Antennenrute herbeizuführen. Für die höherfrequenten Amateurbereiche ist die Bandbreite dieser Stabantennen über das Amateurband im allgemeinen ausreichend, so daß auf eine Nachstimmung bei Frequenzwechsel innerhalb des jeweiligen Bandes meist verzichtet werden kann.

Besondere Schwierigkeiten ergeben sich, wenn Mehrbandbetrieb gefordert wird. Der mechanisch einfachste und elektrisch günstigste Lösungsweg besteht darin, daß man die Verlängerungsspule bzw. Spule und Rutenoberteil auswechselbar herstellt. Umschaltanordnungen – teilweise über Relais – sind bekannt, konnten sich aber bisher nicht durchsetzen.

29.2.2.4. *Verkürzte Vertikalantennen mit verteilter Induktivität (Spulenantennen)*

Verteilt man die Wdg. einer Verlängerungsspule so über die Länge eines Strahlers, daß die gesamte Antenne nur noch aus einer langen Spule besteht, tritt bereits bei geringen mechanischen Spulenlängen Resonanz auf. Eine eng bewickelte und damit extrem kurze Spulenantenne hat jedoch sehr schlechte Strahlungseigenschaften. Wird die Spule aber so weit auseinandergezogen, daß ihre mechanische Länge in die Größenordnung eines verkürzten Viertelwellenstrahlers kommt, sind ihre Strahlungseigenschaften denen eines gleichlangen Vertikalstrahlers mit Verlängerungsspule mindesten ebenbürtig. Da heute sehr brauchbare Kunststoffspulenträger zur Verfügung stehen (Fiberglasangelruten, *Polystyrol-* und PVC-Rohre), können solche Spulenantennen oftmals die brauchbarste Lösung für einen Fahrzeugstrahler darstellen.

Bewickelt man den Spulenträger so, daß sich im Bereich großer Ströme wenige Spulenwindungen mit großem gegenseitigem Abstand befinden (großer Steigungswinkel), und wird der Steigungswinkel kontinuierlich bis zum Stromknoten verkleinert, dann erhält man eine günstige sinusförmige Stromverteilung auf der Antenne. Daraus ergeben sich einige Vorzüge gegenüber einem gleichlangen Vertikalstab mit Zentralspule. Der Strahlungswiderstand R_S der Spulenantenne ist etwa um den Faktor 1,6 größer, daraus entsteht auch eine etwas

höhere Fußpunktimpedanz und eine etwas vergrößerte Bandbreite. Andererseits bedingt der relativ kleine Leiterdurchmesser in Verbindung mit großer Leiterlänge bei einer Spulenantenne erhöhte Leiterverluste.

Der günstigste Aufbauplatz für eine Spulenantenne ist das Fahrzeugdach, da hier die Umgebungseinflüsse am geringsten sind und der Strahler über einer größeren Metallfläche steht. Eine auf diese Weise montierte Spulenantenne, die sehr leicht und kurz ausgeführt werden kann, ist einer Heckantenne mit Zentralspule bei gleicher mechanischer Länge hinsichtlich der Strahlungseigenschaften stark überlegen.

In Bild 29.8. wird eine Spulenantenne über einer Metallfläche (Fahrzeugdach) schematisch dargestellt. Zur Resonanzkontrolle ist der Antennenfußpunkt mit einer Koppelspule für das Grid-Dip-Meter abgeschlossen. Die für Resonanz erforderliche Windungsanzahl hängt von der Spulenlänge, vom Windungsabstand, dem Durchmesser des Spulenträgers und vom Drahtdurchmesser ab. Da konisch geformte Spulenträger aus statischen Gründen bevorzugt werden sollen und die Bewicklung nicht mit gleichbleibendem Steigungswinkel erfolgt, ist eine rechnerische Vorausbestimmung der mechanischen Spulendaten kaum möglich.

Wie bereits erwähnt wurde, erhält man die günstigsten Strahlungseigenschaften, wenn der Spulenkörper in einem sich kontinuierlich verringerndem Steigungswinkel bewickelt wird, so daß die Spulenwindungen am Strahlerfußpunkt weit auseinandergezogen sind, während sie an der Antennenspitze dicht aneinanderliegen. Eine solche Bewicklungsweise ist mechanisch nicht einfach, deshalb wählt man gern eine sich stufenförmig ändernde Aufbringung der Drahtwindungen, wie sie Bild 29.9. an einer Spulenantenne für das 15-m-Amateurband zeigt. In diesem Fall dient als Wickelkörper eine 1,35 m lange Glasfiberrute, deren Außendurchmesser sich von 10 auf 4 mm verjüngt. Die untersten 10 mm bleiben unbewickelt, da sie für die Befestigung der Rute benötigt werden. Die Spule beginnt mit einem 130 mm langen Abschnitt, in dem die Drahtwindungen mit einem gegenseitigen Abstand von 25 mm aufgebracht werden. Die Steigung der Wdg. ändert sich in den folgenden Sektionen stufenweise auf 12, 6 und 3 mm bis schließlich im letzten, 380 mm langen Abschnitt die Bewicklung ohne Abstand Wdg. an Wdg. erfolgt. Es

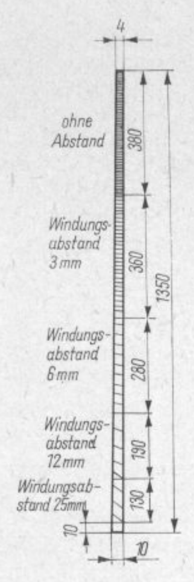


Bild 29.9. Vertikale Spulenantenne für den Mobilebetrieb im 15-m-Band

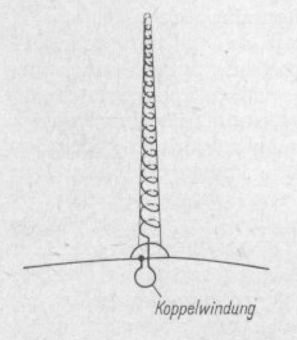


Bild 29.8. Spulenantenne auf einem Fahrzeugdach

sollen etwa 12,45 m Kupferlackdraht von 0,8 mm Durchmesser auf die Rute aufgebracht werden. Diese Drahtlänge ist etwas größer als erforderlich; es besteht dann die Möglichkeit, bei der Abstimmung die überschüssige Drahtlänge nach Bedarf von der Antennenspitze her zu entfernen bis sich Resonanz einstellt. Nach dem Resonanzabgleich werden die Wdg. mit einem geeigneten Lack oder Kleber festgelegt. Die Bandbreite dieser Antenne beträgt etwa 500 kHz; sie ist damit größer als für das 21-MHz-Band erforderlich.

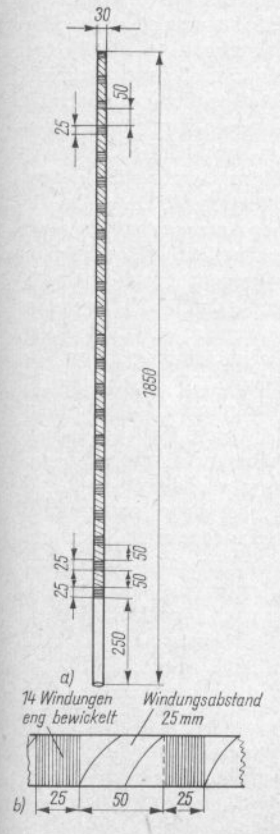


Bild 29.10. Spulenantenne für das 80-m-Band; a – Gesamtansicht, b – Teilzeichnung eines Wickelabschnittes

Bei der Spulenantenne für das 80-m-Band hat sich eine etwas andere Bewicklungsart gut bewährt. Wie Bild 29.10. zeigt, wechseln sich eng bewickelte Zonen mit weit bewickelten ab. Auf ein 1,85 m langes Kunststoffrohr von 30 mm Außendurchmesser werden über eine Länge von 1,60 m verteilt etwa 37 m Kupferlackdraht von 0,6 bis 0,8 mm Durchmesser nach der in Bild 29.10. b gezeigten Weise aufgewickelt. Als Wicklungsträger dürfte ein PVC-Rohr, wie es im Wasserleitungsbau verwendet wird, geeignet sein. Der Resonanzabgleich erfolgt auch in diesem Fall durch Abwickeln von Wdg. am Antennenoberteil. Durch einen praktischen Kniff kann die Resonanz einer Spulenantenne in einfacher Weise etwas verändert werden. Wird eine höhere Frequenz gewünscht, umwickelt man einen schmalen Sektor dichtliegender Spulenwindungen mit einem Streifen Aluminiumfolie. Soll die Frequenz niedriger werden, ersetzt man die Leichtmetallmanschette durch ferromagnetisches Material, z.B. durch Umwickeln mit einem Stück Magnetband. Auch für Spulenantennen gilt, daß ihre Strahlungseigenschaften um so besser werden, je größer ihre Längenausdehnung ist.

29.3. UKW-Antennen für den Mobilebetrieb

Zunächst steht der UKW-Amateur vor der Entscheidung, ob er für den Mobilebetrieb horizontale oder vertikale Polarisation verwenden will. Wie bekannt ist, arbeitet man in den UKW-Bereichen fast ausschließlich mit horizontaler Polarisation. Vertikalpolarisation wird man deshalb nur dann wählen, wenn der Amateurfunkverkehr vorzugsweise mit bestimmten, ebenfalls vertikal polarisierten Gegenstationen abgewickelt werden soll oder wenn man unter Verzicht auf maximal mögliche Reichweiten mit einer sehr einfachen, unauffälligen Antenne arbeiten will, die sich von einer normalen Autoantenne nicht unterscheidet.

29.3.1. Vertikal polarisierte UKW-Mobileantennen

Die Wahl der günstigsten Einbaustelle am Fahrzeug mag etwas schwierig erscheinen; denn im allgemeinen gilt die Regel, daß eine senkrechte Stabantenne möglichst frei stehend über einer größeren Metallfläche errichtet werden soll. Demnach wäre die Mitte des Wagendaches der nach elektrischen Gesichtspunkten bestmöglichste Aufbauplatz. Aus verständlichen Gründen möchte man ein Durchbohren des Fahrzeugdaches oder andere unschöne Befestigungsmethoden auf dem Fahrzeugdach vermeiden. Wie Versuche der Antennenindustrie gezeigt haben, ist jedoch das Dach eines Kraftwagens keineswegs die günstigste Einbaustelle für eine senkrechte Stabantenne, wenn diese horizontal polarisierte Ultrakurzwellen empfangen soll [4]. Messungen haben die zunächst widerspruchsvolle Tatsache ergeben, daß eine normale Autoantenne, die sich – wie üblich – seitlich vor der Frontscheibe in etwa 10 cm Abstand von der Karosseriekante befand, eine viel größere Empfangsspannung des horizontal polarisierten UKW-Rundfunks lieferte als die gleiche Stabantenne über der Mitte des Wagendaches. Dieses Phänomen kann man dadurch erklären, daß die ursprünglich waagrechten Feldlinien in der Nähe der metallischen Fahrzeugkanten so abgebeugt werden, daß sie sich in der Umgebung des Vertikalstabes der Senkrechten nähern und somit weitgehend seiner Polarität entsprechen. Die größte Empfangsspannung wurde bei einer mechanischen Stablänge von $^3/_8\lambda$ erzielt.

Diese im UKW-Rundfunkbereich gewonnenen Erkenntnisse können ohne besondere Einschränkungen auf das 2-m-Amateurband übertragen werden. Somit dürfte die von der Antennenindustrie allgemein empfohlene Einbaustelle für Autoantennen seitlich vor der Windschutzscheibe auch der günstigste Aufbauplatz für eine senkrechte 2-m-Antenne sein. Das bedeutet weiter, daß eine normale Autoteleskopantenne mit gutem Erfolg auch als 2-m-Strahler benutzt werden kann.

Der im Kurzwellenbereich beliebte Viertelwellenstab hat als Mobileantenne im 2-m-Band nur geringe Bedeutung. Der Fußpunktwiderstand dieser *Marconi*-Antenne liegt bei etwa 30 Ω und wird von Form, Ausdehnung und Art der Fahrzeugkarosserie stark beeinflußt. Die effektive Höhe ist gering, die Anpassung an ein koaxiales Speisekabel bereitet oft Schwierigkeiten.

Ein senkrechter Halbwellenstab wäre hinsichtlich seiner Empfangs- und Abstrahleigenschaften erheblich günstiger, er muß aber beim Mobilebetrieb aus mechanischen Gründen endgespeist werden. Der Eingangswiderstand ist hoch ($> 500\ \Omega$) und der Fußpunktisolator muß von ausgezeichneter Qualität sein (Spannungsmaximum!).

Die $^5/_8\lambda$-Stabantenne wird für den Mobilebetrieb im 2-m-Band häufig als die wirkungsvollste Bauform einer vertikal polarisierten Antenne bezeichnet. Die guten Ergebnisse mit dieser Antenne sind vor allem auf ihre relativ große effektive Höhe zurückzuführen. Des weiteren ist für diese Ergebnisse von Bedeutung, daß ihr *H*-Diagramm einen besonders kleinen vertikalen Erhebungswinkel aufweist. Durch geringes Verändern der Stablänge läßt sich außerdem der Realteil des Fußpunktwiderstandes auf annähernd 60 Ω bringen. Bei Verwendung eines Teleskopstabes wird somit die Antennenabstimmung besonders einfach. Allerdings muß die bei einer mechanischen Länge von $^5/_8\lambda$ vorhandene kapazitive Blindkomponente durch einen induktiven Blindwiderstand (Verlängerungsspule) kompensiert werden. Je nach Verkürzungsfaktor beträgt die freie Stablänge eines $^5/_8\lambda$-Strahlers für das 2-m-Band zwischen 1100 mm und 1200 mm und wird somit von jedem handelsüblichen Autoteleskop erreicht. Die Fußpunktspule hat eine Induktivität von näherungsweise 0,35 µH. Weitere Angaben zu dieser empfehlenswerten Mobileantenne sind in Abschnitt 25.1.2. enthalten. In [5] wird eine Teleskopantenne beschrieben, die wahlweise als $\lambda/4$-Strahler oder als $^5/_8\lambda$-Strahler im 2-m-Band betrieben werden kann.

29.3.2. Horizontal polarisierte UKW-Mobileantennen

Horizontal polarisierte UKW-Antennen für den Mobilebetrieb sollen in der *E*-Ebene ein möglichst kreisförmiges Richtdiagramm haben, damit bestehende Funkverbindungen auch bei Fahrtrichtungsänderungen stabil bleiben. Dieser Forderung entspricht z.B. ein gestreckter Halbwellendipol nicht; denn seine Achtercharakteristik hat 2 ausgeprägte Nullstellen.

Eine Abart des Halbwellendipols, der Ringdipol, erfüllt den Wunsch nach Rundcharakteristik gut, ist aber nach fast allen Richtungen um etwa 6 dB schlechter als ein gestreckter $\lambda/2$-Dipol in seinen Vorzugsrichtungen. Trotzdem ist die Halo-Antenne sehr beliebt, was vor allem auf ihr gefälliges Aussehen zurückzuführen sein dürfte. Der Ringdipol für das 2-m-Band wird in Abschnitt 25.2.1. ausführlich beschrieben.

Um das bei einem einfachen Ringdipol erforderliche Gamma-Glied zu umgehen und einen mechanisch etwas stabileren Aufbau zu erhalten, wird die Halo-Antenne für den 2-m-Mobilebetrieb häufig als Schleifendipol aufgebaut. Sie läßt sich einfach herstellen, indem man einen normalen $\lambda/2$-Faltdipol zu einer Ringform biegt, wobei sich die Dipolenden nicht näher als etwa 50 mm gegenüberstehen sollten. Da der Fußpunktwiderstand eines einfachen Ringdipols nur knapp 50 Ω beträgt, darf man bei einem ringförmigen Schleifendipol mit der 4fachen Eingangsimpedanz rechnen (200 Ω). Soll genau an eine 240-Ω-Leitung angepaßt werden, so muß man den Schleifendipol nach Abschnitt 4.1. mit verschieden dicken Elementhälften ausführen. Da ein Transformationsverhältnis von rund 1:5 erforderlich ist, ergibt sich in Auswertung von Bild 4.4. ein Durchmesserverhältnis d_2/d_1 von 2 bei einem Abstand/Durchmesser-Verhältnis D/d_2 von 9 (s. Bild 4.3.). Über eine Halbwellenumwegleitung nach Abschnitt 7.5. läßt sich an diesen gefalteten Ringdipol auch ein 60-Ω-Koaxialkabel anschließen.

Im Aussehen nicht so elegant ist der abgewinkelte Schleifendipol. Dafür sind seine Strahlungseigenschaften für die Belange des 2-m-Amateurs günstiger als die einer Halo-Antenne, wie auch aus den Horizontaldiagrammen in Bild 25.10. hervorgeht. Der Winkelfaltdipol wird in Abschnitt 25.2.2. beschrieben. Er kann mit gleichem Erfolg auch als einfacher abgewinkelter Halbwellendipol aufgebaut werden, wobei man ihn mit einer Gamma-Anpassung versieht und dann über Koaxialkabel speist.

Weitere beachtenswerte horizontal polarisierte Rundstrahler, die man auch beim Mobilebetrieb einsetzen kann, sind die Malteserkreuzantenne (Abschn. 25.2.5.) und »Das große Rad« (Abschn. 25.2.6.). Wegen ihres relativ großen mechanischen Aufwandes wird man diese komplizierten Bauformen jedoch nur in Sonderfällen anwenden.

Häufig werden auch kleine Richtantennen für den 2-m-Mobilebetrieb benutzt. Man kann sie besonders bei Sternfahrten und sonstigen Mobilewettbewerben mit großem Erfolg einsetzen. Im praktischen Fahrzeugbetrieb hat sich die in Abschnitt 22.1.2. beschriebene *HB9CV*-Antenne besonders gut bewährt.

Für alle horizontal polarisierten 2-m-Mobileantennen wird empfohlen, daß sie sich mindestens 75 cm über dem Fahrzeugdach befinden sollen. Dabei ist es gleichgültig, wo man den Antennenträger am Fahrzeug befestigt.

29.4. Fuchsjagdantennen

Zur Durchführung von Fuchsjagden benötigt man Peilantennen, die eindeutige Richtungsbestimmungen ermöglichen.

Fuchsjagden und Fuchsjagdmeisterschaften werden im 80-m-Amateurband und im 2-m-Amateurband veranstaltet. Während man bei der 2-m-Fuchsjagd mit herkömmlichen *Yagi*-Antennen arbeiten kann, sind für das 80-m-Band spezielle Peilantennen notwendig.



Bild 29.11
Ringförmige Peilantenne in Maximumstellung zum Sender

29.4.1. Peilantennen für das 80-m-Band

Für die 80-m-Fuchsjagd werden ausschließlich Rahmenantennen oder Ferritantennen eingesetzt. Beide sprechen auf die magnetische Komponente des elektromagnetischen Feldes an; man nennt sie deshalb auch magnetische Antennen.

Eine für Peilzwecke geeignete Rahmenantenne besteht in ihrer einfachsten Form aus einem drehbaren Rahmen, der auf seinem Umfang eine bestimmte Anzahl von Drahtwindungen trägt. Die Drehachse ist senkrecht orientiert. Der Rahmen hat im allgemeinen die Form eines Ringes, eines Quadrates oder eines Polygons. Die Antenne wird durch eine große Spule dargestellt, deren Abmessungen, bezogen auf die zu empfangende Wellenlänge, sehr klein sind. In ihr induziert die magnetische Komponente des elektromagnetischen Feldes eine Spannung, die maximal ist, wenn sich die Rahmenebene in der Fortpflanzungsrichtung der elektromagnetischen Wellen befindet. Zeigt die »Breitseite« des Rahmens in die Senderrichtung, ist die Empfangsspannung minimal. Bild 29.11. zeigt eine ringförmige Rahmenantenne, die sich für einen in Pfeilrichtung befindlichen Sender in der Stellung maximaler Empfangsspannung befindet. Maximaler Empfang ergibt sich jedoch auch, wenn der Sender in der um 180° versetzten Gegenrichtung steht (gestrichelt). Das Richtdiagramm dieser Rahmenantenne zeigt Bild 29.12., wobei die Stellung des Rahmens in der Draufsicht eingezeichnet ist. Es hat die vom Halbwellendipol her bekannte Achtercharakteristik mit dem grundlegenden Unterschied, daß sich die beiden Nullstellen der Rahmenantenne nicht in Achsrichtung wie beim Halbwellendipol befinden, sondern um 90° quer zur Achsrichtung versetzt sind.

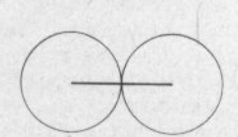


Bild 29.12. Das Richtdiagramm einer Rahmenantenne, deren Abmessungen, bezogen auf die empfangene Wellenlänge, sehr klein sind

Die wirksame Höhe H_{eff} einer Rahmenpeilantenne wird von der Rahmenfläche A (in cm²) sowie der Anzahl n der Rahmenwindungen bestimmt und folgt der Beziehung

$$H_{eff} = \frac{2\pi n A}{\lambda}; \qquad (29.12.)$$

H_{eff} in m, λ in m, $2\pi = 6{,}28$.

So beträgt z.B. die effektive Höhe einer ringförmigen Rahmenantenne mit 0,26 m Durchmesser und 5 Rahmenwindungen (Rahmenantenne des Fuchsjagdsenders *Gera I*) im 80-m-Band nur rund 0,021 m = 21 mm. Die vom Rahmen gelieferte Spannung U_r ist deshalb sehr gering. Durch Resonanzabstimmung der Antenne mit dem Drehkondensator C (Bild 29.11.) kann an diesem eine Resonanzspannung U_{res} abgenommen werden, die um die Güte Q des

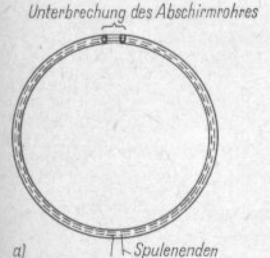
Kreises größer als die Rahmenspannung U_r ist

$$U_{res} = U_r \cdot Q. \qquad (29.13.)$$

Auch der Strahlungswiderstand R_s der üblichen Fuchsjagdpeilantennen ist extrem niedrig; er beträgt

$$R_s = 640\,\pi^4 \left(\frac{nA}{\lambda^2}\right)^2. \qquad (29.14.)$$

Zur Verbesserung der Richtwirkung umgibt man magnetische Antennen mit einem elektrostatischen Metallschirm. Bei ringförmigen Peilantennen werden deshalb die Rahmenwindungen in ein Kupfer- oder Leichtmetallrohr eingezogen. Dabei ist zu beachten, daß dieses Abschirmrohr keinen metallisch geschlossenen Kurzschlußring bilden darf. Nach Bild 29.13. muß man die Unterbrechung der Abschirmung entweder



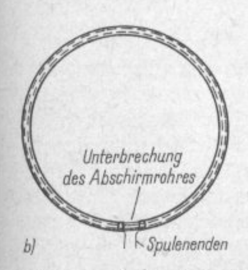


Bild 29.13. Ringförmige Peilrahmen mit elektrostatischer Abschirmung; a – Unterbrechung des Abschirmrohres gegenüber dem Speisepunkt, b – Unterbrechung des Abschirmrohres am Speisepunkt

direkt am Speisepunkt (29.13.b) oder diesem genau gegenüber liegend (29.13.a) ausführen. Die im Innern des Abschirmrohres verlaufenden Rahmenwindungen darf man jedoch an den Trennstellen der Abschirmung nicht unterbrechen; sie bilden eine fortlaufende kreisförmige Spule, von der nur die Enden herausgeführt werden. An die Spulenenden wird der Abstimmdrehkondensator angeschlossen.

In modernen Fuchsjagdempfängern verwendet man nur noch Transistoren, deren Eingangswiderstand bekanntlich relativ niedrig ist. Deshalb muß der hochohmige Rahmenkreis an den niedrigohmigen Transistoreingang angepaßt werden. Das geschieht entweder durch eine gesonderte Koppelwindung, oder man zapft etwa 1 Wdg. vom »kalten« Ende der Rahmenspule entfernt den Rahmenkreis an und schließt dort die Transistoreingangsstufe an.

Derartige Rahmenantennen liefern gute Peilergebnisse, die aber immer zweideutig sind. Aus der Richtkennlinie Bild 29.12. ist zu ersehen, daß 2 Minima und 2 Maxima auftreten, die keine richtige Seitenbestimmung gestatten. Eindeutige Peilungen sind nur möglich, wenn das bidirektionale Horizontaldiagramm des Peilrahmens in ein unidirektionales, z.B. in das einer Kardioide, verwandelt wird. Zur Seitenbestimmung benötigt man eine zusätzliche Hilfsantenne, die dem elektrischen Feld eine Spannung entnimmt, die nach Größe und Phase gleich der vom Peilrahmen aus dem magnetischen Feld induzierten Spannung ist. Werden beide Spannungen einander überlagert, so verwandelt sich die Achtercharakteristik des Rahmens in eine herzförmige Richtkennlinie (Kardioide) mit nur einer Nullstelle. Somit wird eine eindeutige Richtungsbestimmung möglich. Die Hilfsantenne ist ein Vertikalstab mit einer elektrischen Länge von $\lambda/4$. Um mit einem kurzen Stab von etwa 1 m Länge Viertelwellenresonanz zu erhalten, wird dieser mit einer entsprechenden Verlängerungsspule L_V versehen. Die Größe der Hilfsantennenspannung stellt man mit einem Kohleschicht-

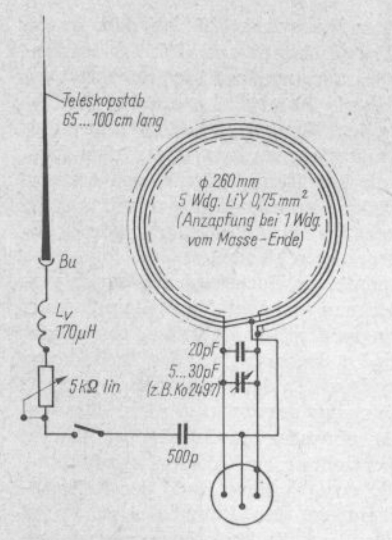


Bild 29.14. Prinzipschaltung eines Peilrahmens mit Hilfsantenne für die 80-m-Fuchsjagd

drehwiderstand ein, der in die Zuführung eingefügt ist. Bild 29.14. zeigt das Prinzipschaltbild eines Peilrahmens mit Hilfsantenne, dessen Herstellung und Anwendung in [6] ausführlich beschrieben wird.

Häufiger als die etwas sperrigen Peilrahmen findet man bei der 80-m-Fuchsjagd Ferritantennen. In ihren Abmessungen sind sie erheblich kleiner als die Rahmenpeiler. Wie Bild 29.15. zeigt, besteht die Ferritstabantenne aus einem Ferritstab, auf den eine Spulenwicklung aufgebracht ist. Handelsübliche Ferritstäbe haben meist einen Durchmesser von 8 oder 10 mm, ihre Länge beträgt 65 bis 200 mm. Das optimale Längen/Durchmesser-Verhältnis wird mit 16 bis 20 angegeben. Für Fuchsjagdpeilantennen ist der Sinterwerkstoff *Manifer 240* besonders geeignet, weil er seine günstigsten Eigenschaften im Frequenzbereich

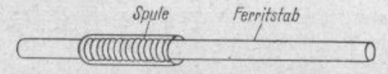


Bild 29.15. Die Ferritstabantenne

zwischen 2 MHz und 6 MHz hat. Bei einem Stabdurchmesser von 10 mm wird er in Längen von 160 mm und 200 mm geliefert. *Manifer 240* weist eine Anfangspermeabilität μ_a von 120 ± 20% auf.

Die Lage der Spule auf dem Ferritstab ist hinsichtlich Kreisgüte und wirksamer Permeabilität von Bedeutung. Man bringt sie deshalb im allgemeinen nicht in Stabmitte auf, sondern etwas nach außen versetzt (Bild 29.15.) und mit einer isolierenden Zwischenlage etwa 1 mm vom Stab getrennt. Durch späteres Verschieben aus dieser Lage sind bestimmte Abgleichmöglichkeiten gegeben. Die Berechnung der für eine vorgegebene Induktivität L erforderlichen Windungsanzahl n kann mit guter Näherung nach der Formel

$$n = k \cdot \sqrt{L} \tag{29.15.}$$

durchgeführt werden; k – Kernfaktor des Werkstoffes (wird jeweils vom Hersteller angegeben); L – Induktivität in µH. Als Spulen verwendet man einlagige Zylinderspulen aus Hochfrequenzlitze.

Die effektive Höhe H_{eff} einer Ferritantenne beträgt

$$H_{eff} = \frac{2\pi n q}{\lambda} \mu_{eff}; \tag{29.16.}$$

n – Anzahl der Spulenwindungen, q – Querschnitt des Ferritstabes in cm², μ_{eff} – effektive Permeabilität des Ferritwerkstoffes, λ – Wellenlänge in m.

Die Richtkennlinie einer Ferritantenne zeigt ebenfalls die bekannte Achtercharakteristik, wobei die beiden Empfangsminima in Achsrichtung des Stabes auftreten (Bild 29.16.). Obwohl man beim Vergleich mit dem Richtdiagramm eines Rahmenpeilers (Bild 29.12.) annehmen könnte, daß sich die Richtung der Minima in beiden Fällen um 90° unterscheidet, ist das nicht der Fall; denn es darf dabei nicht die Lage des Rahmens bzw. die des Ferritstabes, sondern ausschließlich die Lage der Spulenwindungen betrachtet werden. Es läßt sich

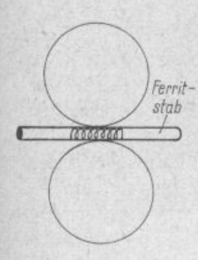


Bild 29.16. Die Richtkennlinie einer Ferritstabantenne

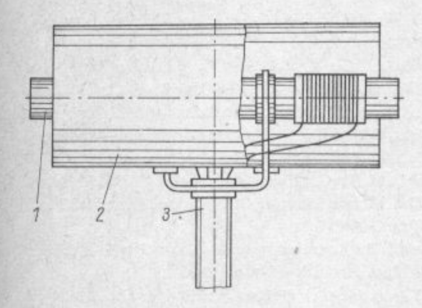


Bild 29.17. Drehbare Ferritantenne mit elektrostatischem Schirm; 1 – Ferritstab, 2 – Abschirmzylinder, längsgeschlitzt, 3 – Drehachse

dann erkennen, daß in beiden Fällen die Minima in Achsrichtung der Spule liegen.

Auch bei der Ferritantenne wird die Richtwirkung durch eine elektrische Abschirmung verbessert. Sie besteht aus einem dünnwandigen Metallzylinder, der mit einem Längsschlitz versehen sein muß, damit er keine Kurzschlußwindung bildet. Die Anordnung der Abschirmung geht aus Bild 29.17. hervor.

Hinsichtlich Empfindlichkeit und Richtwirkung entspricht die Ferritantenne etwa einer ringförmigen Rahmenantenne, deren Ringdurchmesser gleich der Länge des Ferritstabes ist. Da handelsübliche Ferritstäbe maximal 20 cm lang sind, ist die Empfindlichkeit begrenzt, im Gegensatz zum Rahmenpeiler. Dem Nachteil der etwas geringeren Empfindlichkeit einer Ferritantenne stehen die großen Vorzüge des kompakten Aufbaues und der einfachen, kostensparenden Herstellung gegenüber.

Bild 29.18. zeigt das Prinzipschaltbild einer Ferritpeilantenne mit Hilfsantenne zur Seitenbestimmung. Die auf den Ferritstab aufgebrachte Antennenspule bildet zusammen mit dem Drehkondensator *C* einen Resonanzkreis, der sich auf die »Fuchsfrequenz« im 80-m-Band abstimmen läßt. Bei einem Ferritstabdurchmesser von 10 mm betragen die Richtwerte für diese Spule etwa 25 bis 30 Wdg. HF-Litze, dabei wird ein Drehkondensator bzw. Trimmer mit einer Kapazitätsvariation von 6 bis 30 pF vorausgesetzt. Die Koppelspule bemißt man mit 2 Wdg., sie liegt mit einem Ende am Nullpotential des Empfängers bzw. am nicht eingezeichneten Abschirmzylinder. Der 2. Anschluß der Koppelspule führt im allgemeinen über einen Trennkondensator zur Basis des Eingangstransistors. An dieses Ende der Koppelspule ist außerdem über den Kohleschichtdrehwiderstand *R* und die Verlängerungsspule L_V der Hilfsantennenstab angeschlossen. L_V wird häufig weggelassen, für *R* sind Widerstandswerte von 10 kΩ lin. üblich (nicht kritisch!). Der Schalter *S* entfällt, wenn man den Hilfsantennenstab steckbar ausführt. Als Hilfsantenne haben sich entsprechend bearbeitete Fahrradspeichen gut bewährt.

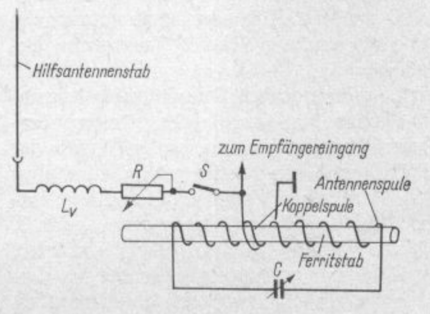


Bild 29.18. Prinzipschaltnng einer Ferritpeilantenne mit Hilfsantenne

Ausführliche Bauanleitung für Fuchsjagdempfänger mit Rahmen- und Ferritpeilantennen sind in den Literaturhinweisen am Schluß des Abschnittes zu finden.

29.4.2. Peilantennen für die 2-m-Fuchsjagd

Spezialpeilantennen für die Fuchsjagd im 2-m-Amateurband wurden bisher noch nicht bekannt, da eine genügend große Auswahl herkömmlicher 2-m-Richtantennen vorhanden ist, die alle Wünsche bezüglich Richtschärfe und Empfindlichkeit erfüllen kann. Horizontal polarisierte *Yagi*-Antennen mit 3 Elementen herrschen vor, mehr Elemente verwendet man selten. Solche kurzen *Yagi*-Formen sind in Abschnitt 22.2. beschrieben. Mitunter begnügt man sich auch mit einfachen 2-Element-Ausführungen einschließlich der Sonderformen *HB9CV*-Antenne (s. Abschn. 22.1.) und Cubical Quad (s. Abschn. 27.3.). Zusätze für die Seitenbestimmung werden nicht gebraucht; denn die genannten Systeme sind unidirektional.

Die leider etwas sperrigen *Yagi*-Antennen können den Fuchsjäger im Gelände (z.B. im Unterholz) sehr behindern. Man wünscht sich deshalb kompaktere Bauformen, bei denen zumindest die mechanische Breite der Peilantenne vermindert werden kann. Ein erster Schritt auf diesem Weg wäre das Cubical Quad, das nur die halbe Breite einer *Yagi*-Antenne hat, dafür aber eine größere Höhenausdehnung aufweist und ein umfangreicheres Tragegerüst benötigt.

Da mit modernen Transistoren sehr empfindliche 2-m-Fuchsjagdempfänger hergestellt werden können, ist der Gewinn der Peilantenne von zweitrangiger Bedeutung; im Vordergrund steht immer die Richtschärfe. Von dieser Erkenntnis ausgehend, dürfte es möglich sein, stark verkürzte, spulenförmige Antennenelemente zu verwenden. Dabei vermindert sich bekanntlich der Antennengewinn entsprechend, die Richtschärfe bleibt aber weitgehend erhalten. Konstruktionen ähnlich Bild 17.5. und Bild 17.6. wären für solche verkürzten 2-m-Peilantennen denkbar, wobei als Spulenträger kurze Kunststoffrohre verwendet werden könnten, auf die sich die Spulen direkt aufbringen lassen. Dem experimentierfreudigen Fuchsjäger bieten sich auf diesem Gebiet noch einige Verbesserungsmöglichkeiten.

Literatur zu Abschnitt 29.

[1] *Rohrbacher, H.-A.:* Die Vertikalantenne, »DL-QTC«, Hefte 4 bis 6, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1964

[2] *A.R.R.L.:* The A.R.R.L. Antenna Bock, 8th Edition, Chapter 15, West Hartford, Conn., 1956

[3] *Belrose, J.S.:* Short Antennas for Mobile Operation, The Mobile Manual for Radio Amateurs, Second Edition, West Hartford, Conn., 1960

Harris, E.F.: Continuously Loaded Whip Antenna, The Mobile Manual, 2th Edition, West Hartford, Conn., 1960

Kneitel, T.: Antenna Roundup, Vol. 2, »A 75 Meter Whip«, Port Washington 1966

R.S.G.B.: The Amateur Radio Handbook, Third Edition, Seite 430, London 1962

[4] *Fiebranz, A.:* Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang, Seite 215, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1961

[5] *Heinrich, K.:* Umschaltbare Antenne für Funksprechgeräte und Peilempfänger im 2-m-Band, »UKW-Berichte« 7 (1967), Heft 1, Seiten 48 bis 52, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

Dohlus, H.: Zum Fußpunktwiderstand von Stabantennen im UKW-Bereich, »UKW-Berichte« 6 (1966), Heft 1, Seiten 22 bis 23; Heft 2, Seiten 98 bis 107, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

D.A.R.C.: »Das Mobil-QTC«, Sonderdruckschrift über mobilen Amateurfunk, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1960

Tilton, E.P.: Polarisation Effects in V.H.F. Mobile, The Mobile Manual, 2th Edition, Seiten 160 bis 163, West Hartford 1960

Kneitel, T.: Antenna Roundup, Vol. 2, »A 5/8 Wave 2 Meter Vertical«, Port Washington 1966

A.R.R.L.: The A.R.R.L. Antenna Bock, 8th Edition, Chapter 15, Seiten 301 bis 305, West Hartford, Conn., 1956

[6] *Lesche, J.:* Transistor-Fuchsjagdempfänger der Entwicklungsreihe »Gera«, »Funkamateur«, Band 13, 1964, Heft 12, Seiten 402 bis 403; Band 14, 1965, Heft 1, Seiten 19 bis 20;

Heft 2, Seiten 58 bis 59, Seiten 92 bis 94; Heft 4, Seiten 127 bis 129, Deutscher Militärverlag, Berlin

Scheller, E.: Fuchsjagdempfänger und Fuchsjagdsender, Reihe »Der praktische Funkamateur«, Band 7, Deutscher Militärverlag, Berlin

Jakubaschk, H.: 80-m-Fuchsjagd-Konverter mit Transistoren, »Funkamateur« 11 (1962), Heft 12, Seiten 410 bis 411, Seite 419

Pietsch, G.: 80-m-Fuchsjagdempfänger mit Transistoren, »Funkamateur« 14 (1965), Heft 6, Seiten 185 bis 187; Heft 7, Seiten 238 bis 239

Badelt, J./Hentschel, O.: Transistor-Fuchsjagdsuper für das 80-m-Band, »Funkamateur« 15 (1966), Heft 9, Seiten 437 bis 438; Heft 10, Seiten 501 bis 502; Heft 11, Seiten 554 bis 555

Fortier, H.: Transistor-Fuchsjagdempfänger für 80 m, »Funkamateur« 15 (1966), Heft 5, Seiten 229 bis 231

Schädel, H.-J.: Dreikreisiger Transistor-Fuchsjagdpeiler, »Funkamateur« 15 (1966), Heft 12, Seiten 580 bis 581

Pietsch, G.: Vorschlag für den Bau eines 80-m-Fuchsjagdempfängers, »Funkamateur« 16 (1967), Heft 10, Seiten 490 bis 491; Heft 11, Seiten 549 bis 550; Heft 12, Seiten 604 bis 605

Lesche, I.: Schaltungspraxis für die Fuchsjagd (Empfängerschaltungen für das 80-m-Band), Elektronisches Jahrbuch, Seiten 131 bis 140, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

Isaacs, J.: Transmitter Hunting on 75 Meters, The Mobile Manual, 2th Edition, Seiten 216 bis 219, West Hartford, Conn., 1960

30. Die Unterdrückung unerwünschter Abstrahlungen

Nach § 8 der *Funk-Entstörungsordnung* vom 3. April 1959 gilt eine Funkstörung als beseitigt, wenn an der Betriebsantenne der gestörten Empfangsanlage die Störspannung den Wert von 5 μV nicht überschreitet oder wenn das Verhältnis von Nutzspannung zu Störspannung die nachstehend aufgeführten Werte nicht unterschreitet:

– *Hörrundfunk und Sprechfunkdienste mit Amplitudenmodulation*

$$\frac{\text{Nutzspannung}}{\text{Störspannung}} \geqq \frac{100}{1} = 40\ \text{dB};$$

– *Hörrundfunk und Sprechfunkdienste mit Frequenzmodulation*

$$\frac{\text{Nutzspannung}}{\text{Störspannung}} \geqq \frac{10}{1} = 20\ \text{dB};$$

– *Telegraphiefunkdienste (einschließlich Bildfunk)*

$$\frac{\text{Nutzspannung}}{\text{Störspannung}} \geqq \frac{50}{1} = 34\ \text{dB};$$

– *Fernsehfunkdienste*

$$\frac{\text{Nutzspannung}}{\text{Störspannung}} \geqq \frac{200}{1} = 46\ \text{dB}.$$

Den Untersuchungen in Störfällen geht nach § 9 der Anordnung eine Prüfung durch den *Funk-Entstörungsdienst* der *Deutschen Post* voraus, der ermittelt, ob die *gestörte* Funkempfangsanlage den festgelegten Bedingungen entspricht und ob Funkstörungen durch Maßnahmen an der gestörten Funkempfangsanlage verhindert werden können. Genügt der Aufbau der gestörten Empfangsanlage angemessenen technischen Anforderungen, so hat nach § 7 der Besitzer der Funkstörquelle auf seine Kosten eine Entstörung nach den in § 8 festgelegten Bedingungen zu veranlassen. Kommt der Besitzer der störenden Erzeugnisse seiner Verpflichtung gemäß § 7 trotz schriftlicher Aufforderung des *Funk-Entstörungsdienstes* der *Deutschen Post* nach Ablauf einer angemessenen Frist nicht nach oder verweigert er die Entstörung, so ist die *Deutsche Post* nach § 10 der Anordnung berechtigt, die Störung auf seine Kosten zu beseitigen oder beseitigen zu lassen. Bis zur Behebung der Störung kann die Anlage vom *Funk-Entstörungsdienst* der *Deutschen Post* stillgelegt und versiegelt werden.

30.1. Allgemeine Gesichtspunkte der Funk-Entstörung

Der Funkamateur betreibt Anlagen, die erhebliche Funkstörungen verursachen können und zu deren Beseitigung er im Störungsfall verpflichtet ist. Die Antennenanlage selbst kann keine Störungsquelle sein, da sie keine elektromagnetischen Schwingungen erzeugt, sondern diese nur überträgt. Das bedeutet, daß eine Antenne oder ihre Speiseleitung nur dann Störschwingungen abstrahlt, wenn diese vom Sender »geliefert« werden. Es sollte deshalb Grundsatz jeder Funk-Entstörung sein, zuerst den Ursprung der Störstrahlung zu bekämpfen.

Störungsherde in einer Amateurfunkanlage sind in erster Linie alle Oszillatoren,

die bekanntlich neben der gewünschten Grundfrequenz noch ein ganzes Spektrum von Oberwellen und durch unbeabsichtigte Mischvorgänge auch Nebenwellen abstrahlen. Hochfrequenzverstärkerstufen und Frequenzvervielfacher können sich bei unsachgemäßem Aufbau und fehlender Neutralisation zu wilden Eigenschwingungen erregen. Weitere Funkstörungen entstehen durch Übersteuerungs- oder Gleichrichtereffekte und durch elektrische Funken (z.B. Tastclicks).

Die Übertragung der Funkstörungen kann verschiedene Wege nehmen. Insbesondere bei mangelhafter Abschirmung des Senders und schlechter Erdung breitet sich die Störstrahlung direkt über die elektrische Hausinstallation, die Erdleitung oder über andere elektrische Leiter aus. Die größte Reichweite haben im allgemeinen Störungen, die über die Antennenanlage zur Abstrahlung gelangen.

Der Thematik entsprechend werden nachfolgend nur solche Maßnahmen zur Funk-Entstörung beschrieben, die man an der Antennenanlage oder unmittelbar an der Sender-Endstufe durchführt. Sie können aber nur dann vollen Erfolg haben, wenn der Hauptanteil der Störabstrahlung tatsächlich von der Antennenanlage herrührt. Das setzt voraus:

- Die Sendeanlage ist lückenlos abgeschirmt und einwandfrei geerdet;
- alle aus dem Sender herausführenden Bedienungsleitungen und Energiezuführungen sind verdrosselt;
- die allgemeine Konzeption des Senders entspricht den modernen Erkenntnissen der Technik.

30.2. Maßnahmen zur Funk-Entstörung

Für die Funk-Entstörung gibt es keine einfache Faustregel; denn die auftretenden Störungen sind hinsichtlich ihres Entstehungsherdes, des Übertragungsweges und

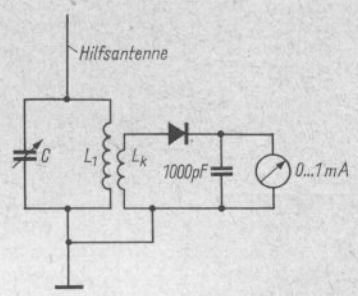


Bild 30.1. Einfacher Störstrahlungsindikator und Wellenmesser

ihrer Erscheinungsformen beim gestörten Empfänger sehr vielfältig. Deshalb muß man systematisch vorgehen und zunächst versuchen, die Störfrequenz zu ermitteln und den Ort ihrer maximalen Abstrahlung zu lokalisieren. Dabei leistet ein einfacher Wellenmesser nach Bild 30.1. gute Dienste. Der Abstimmkreis L_1-C soll den interessierenden Frequenzbereich bestreichen können, vorherige Grobeichung mit einem Prüfgenerator ist zu empfehlen. Die Koppelspule L_k hat etwa $^1/_5$ der Windungsanzahl von L_1; als Diode eignet sich jeder beliebige Germanium-Typ für HF-Gleichrichtung.

Mit der kurzen Hilfsantenne (25 bis 30 cm lang) wird die Umgebung der Sender Endstufe abgetastet, wobei man gleichzeitig die Frequenzabstimmung des Wellenmessers betätigt. Ist eine Störfrequenz festgestellt, vergleicht man sie mit den Angaben in Tabelle 34.4., um auf diese Weise die entsprechende Oberwelle zu ermitteln. Störfrequenzen, die nicht in dieses Harmonischenschema passen, haben ihren Ursprung meist in der Selbsterregung einer Senderstufe, oder es handelt sich um ein Mischprodukt. Störfrequenzen, die von der Antennenanlage abgestrahlt werden, lassen sich in jedem Fall an der Anode der Sender-Endstufe nachweisen.

Handelt es sich bei der Störfrequenz um eine Harmonische der Nutzfrequenz, so genügt es teilweise, einen auf die Störfrequenz abgestimmten Parallelresonanzkreis nach Bild 30.2. in die Anodenleitung der End-

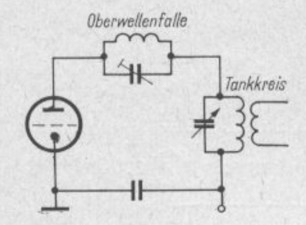


Bild 30.2. Die Oberwellenfalle in der Endstufe

stufe einzufügen. Dieser Resonanzkreis wird mit dem Grid-Dip-Meter grob abgeglichen; der Feinabgleich erfolgt während des Betriebes auf geringste Störstrahlung. Der Techniker nennt solche auf die Störfrequenz abgestimmten Resonanzkreise auch »Fallen« (engl.: traps). Eine Gegentaktstufe benötigt in jeder Anodenleitung gleichartige Traps. Erfolgt die Störausstrahlung breitbandig oder mit mehreren Frequenzen, so sind einfache Fallen nicht mehr wirksam, da es sich bei ihnen um selektive Resonanzkreise handelt, die nur einem sehr eng begrenzten Ausschnitt des Störspektrums den Weg zur Ausstrahlung versperren. Man verwendet deshalb diese Traps heute nur noch selten.

Die in einem Tankkreis vorhandenen Oberwellen werden vorwiegend durch unbeabsichtigte kapazitive Kopplungen zum Antennenkreis übertragen, da die zumeist angewendete induktive Kopplung auch gleichzeitig eine kapazitive Verkopplung ist, wie Bild 30.3. veranschaulicht. Die kleinen Spulenkapazitäten bedeuten für die Nutzfrequenz meist noch einen großen kapazitiven Widerstand, so daß für sie die induktive Kopplung überwiegt. Bekanntlich sinkt aber der kapazitive Widerstand eines Kondensators mit steigender Frequenz. Das bedeutet, die kleine Kapazität der Ankopplungsspule zur Tankkreisspule kann für die hohen Frequenzen der Oberwellen bereits einen bequemen Weg zur Antenne darstellen.

Zur Verminderung der kapazitiven Kopplung und damit der Abstrahlung von Harmonischen der Nutzfrequenz sollte die Ankopplung der Antenne möglichst am kalten Ende der Tankkreisspule erfolgen. Ist die Antennenspule über die Tankkreisspule gewickelt, so muß der zum heißen Ende der Anodenkreisspule zeigende Anschluß der Koppelspule auf Nullpotential gelegt werden. Dieser Erdanschluß der Koppelspule wird auf kürzestem Weg zum Senderchassis geführt. Als Verbindungsleitung eignet sich Kupferband auf Grund seiner geringen Induktivität besonders gut. Bei symmetrischen *Link*-Leitungen erdet man die Spulenmitten; unsymmetrische *Link*-Leitungen mit Koaxialkabel erhalten die Erdung am Kabelaußenleiter. Im UKW-Bereich können die Kopplungsspulen einer unsymmetrischen *Link*-Leitung nach Bild 30.4. ebenfalls aus Koaxialkabel hergestellt werden. Durch die abgeschirmte Koppelspule wird eine äußerst kapazitätsarme und praktisch rein induktive Ankopplung erzielt.

Harmonische, die über den Kabelinnenleiter zur Antenne fließen, lassen sich verhältnismäßig einfach durch in den Leitungsweg eingefügte Antennenkoppler oder Filter aussieben. Nicht erfaßt werden dabei jedoch jene Störfrequenzen, die über den Kabelaußenleiter zur Antenne wandern. Die Oberwellenunterdrückung durch rein induktive Ankopplung des Antennenkreises

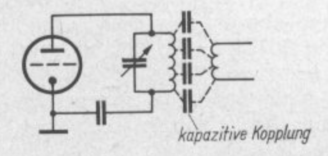


Bild 30.3. Unbeabsichtigte kapazitive Kopplung zum Antennenkreis

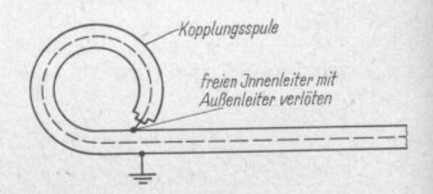


Bild 30.4. Die abgeschirmte Kopplungsspule

ist deshalb nur dann wirksam, wenn man durch sinnvolle Abschirmung des Senders dafür sorgt, daß die Harmonischen nicht über Streukopplungen zum Kabelaußenleiter gelangen können.

Die meisten Antennenkoppler (siehe Abschn. 8.) geben bereits durch zusätzliche Selektion eine wirkungsvolle Oberwellenunterdrückung. Für die Aussiebung der Harmonischen und sonstiger Störfrequenzen eignen sich Antennenfilter, die die Eigenschaft haben, je nach Bedarf ganze Frequenzbereiche zu sperren oder durchzulassen. Kennzeichnend für solche Filter sind ihre Durchlaß- und Sperrbereiche. Innerhalb des Durchlaßbereiches soll das Filter alle Frequenzen verlustlos übertragen. Dagegen darf das Filter innerhalb des Sperrbereiches keine oder nur sehr wenig Wirkleistung an den Verbraucher abgeben, d.h., den Frequenzen des Sperrbereiches soll der Weg zur Antenne versperrt werden. Die Schaltelemente dieser Filter sollen keine Wirkleistung verbrauchen. Dieser Forderung genügen Kapazitäten und Induktivitäten, die im Idealfall wie reine Blindwiderstände wirken. Antennenfilter werden deshalb ausschließlich aus Kapazitäten und Induktivitäten aufgebaut.

Der Übergang vom Durchlaßbereich zum Sperrbereich müßte im Idealfall sprunghaft erfolgen. Da die Schaltelemente jedoch nicht verlustfrei sind, erfolgt der Übergang mehr oder weniger steil. Die Frequenz, bei der der Übergang vom Sperrbereich zum Durchlaßbereich eintritt, nennt man *kritische Frequenz* oder *Grenzfrequenz* f_{gr}. Bei der kritischen Frequenz ist der induktive Widerstand gleich dem kapazitiven Widerstand des Filters.

Da sich die Filteranordnungen im Zuge angepaßter Antennenzuleitungen befinden, darf diese Anpassung nicht gestört werden. Eingangs- und Ausgangsimpedanz des Filters müssen deshalb gleich dem Wellenwiderstand Z der Speiseleitung sein. Ferner muß auch die Symmetrie gewahrt bleiben; eine unsymmetrische Speiseleitung erfordert ein unsymmetrisch aufgebautes Filter, während erdsymmetrische Filter für symmetrische Speiseleitungen bestimmt sind.

Entsprechend dem Verwendungszweck unterscheidet man folgende Grundfilterarten:

Tiefpaß,
Hochpaß,
Bandpaß,
Bandsperre.

Bei der Berechnung von Filtern muß man von folgenden prinzipiellen Gleichungen ausgehen, die in der gesamten Hochfrequenztechnik grundsätzliche Bedeutung haben:

Kreisfrequenz

$$\omega = 2\pi f = 6{,}28\, f \qquad (30.1.)$$

$\pi = 3{,}14$ (Konstante), f – Frequenz;

Impedanz

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (30.2.)$$

L – Induktivität, C – Kapazität;

Induktiver Widerstand

$$R_L = \omega_L; \qquad (30.3.)$$

Kapazitiver Widerstand

$$R_C = \frac{1}{\omega_C}; \qquad (30.4.)$$

Resonanzbedingung

$$\omega_{gr} L = \frac{1}{\omega_{gr} C}; \qquad (30.5.)$$

Kreisfrequenz der Grenzfrequenz

$$\omega_{gr} = 2\pi f_{gr}. \qquad (30.6.)$$

Aus diesen Grundgleichungen können durch Umstellen neue Gleichungen gebildet werden, die eine einfache Berechnung der Filteranordnungen ermöglichen,

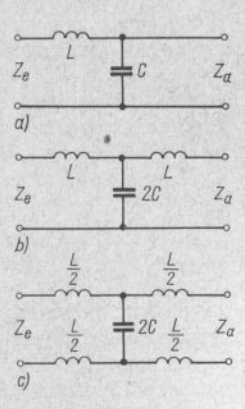


Bild 30.5. Tiefpässe in T-Grundschaltung; a – unsymmetrisches Halbglied, b – unsymmetrisches Vollglied, c – symmetrisches Vollglied

30.2.1. Der Tiefpaß

Ein Tiefpaß hat die Eigenschaft, von einer bestimmten Grenzfrequenz f_{gr} ab alle tieferliegenden Frequenzen passieren zu lassen (Durchlaßbereich); alle höheren Frequenzen werden gesperrt (Sperrbereich). In seiner einfachsten Form als unsymmetrisches Halbglied besteht der Tiefpaß nach Bild 30.5. a aus einer Längsinduktivität L und einer Querkapazität C. Die Sperrwirkung von Halbgliedern ist jedoch meist zu gering. Deshalb bevorzugt man das sogenannte Vollglied, das in Bild 30.5. b als unsymmetrische Schaltung dargestellt ist. Bemißt man es z. B. für eine Impedanz Z von 60 Ω, so eignet es sich zum Einfügen in eine Speiseleitung, die aus 60-Ω-Koaxialkabel besteht (Eingangsimpedanz Z_e = Ausgangsimpedanz Z_a = Wellenwiderstand Z der Speiseleitung). Als 3. Variante zeigt Bild 30.5. c ein symmetrisches Vollglied, das bei symmetrischen Speiseleitungen (z. B. UKW-Bandleitungen, »Hühnerleitern« usw.) Verwendung findet.

Für die Berechnung eines Tiefpasses werden folgende aus Gl. (30.1.) bis Gl. (30.6.) abgeleitete Gleichungen benötigt:

$$\text{Induktivität } L = \frac{Z}{\omega_{gr}}; \tag{30.7.}$$

$$\text{Kapazität } C = \frac{1}{\omega_{gr} \cdot Z}; \tag{30.8.}$$

L in H, Z in Ω, ω_{gr} in Hz, C in F.

Häufiger als in der T-Schaltung werden Tiefpässe zur Funk-Entstörung als π-Schaltung nach Bild 30.6. ausgeführt. Dieses Filter ist jedem Funkamateur als *Collins*-Filter bekannt. Auch für diese Schaltung werden L und C nach Gl. (30.7.) und Gl. (30.8.) berechnet.

In der Praxis ergeben sich kleine Bemessungsunterschiede zwischen T- und π-Schaltung. Der Wellenwiderstand über den Durchlaßbereich eines Tiefpaßfilters ist reell, in seinem Wert jedoch nicht konstant. Bei der T-Schaltung fällt er zur Grenzfrequenz hin ab, während er in der π-Schaltung mit Annäherung zur Grenzfrequenz steigt. Deshalb soll in der T-Schaltung die Nennimpedanz des Filters Z_{fi} etwas größer gewählt werden als der Anschluß- bzw. Abschlußwiderstand Z_s beträgt. Die π-Schaltung erfordert dagegen eine etwas kleinere Filterimpedanz Z_{fi}. Günstige Verhältnisse ergeben sich, wenn man die Filterimpedanz Z_{fi} beim Tiefpaß in T-Schaltung mit $1{,}25 \cdot Z_s$ bemißt; dagegen soll in π-Schaltung $Z_{fi} = 0{,}8 \cdot Z_s$ betragen. Will man z. B. ein Tiefpaßfilter mit T-Schaltung in ein koaxiales Speisekabel mit einem Wellenwider-

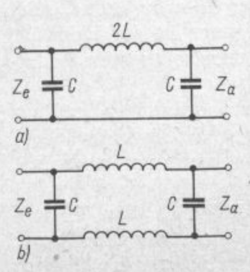


Bild 30.6. Tiefpässe in π-Glied-Schaltung; a – unsymmetrisches π-Glied, b – symmetrisches π-Glied

stand Z_s von 60 Ω einfügen, so wird als Filterimpedanz Z_{fi} der Wert von 1,25 · 60 = 75 Ω in die Formeln eingesetzt. Handelt es sich um eine π-Schaltung, so ergibt sich unter gleichen Bedingungen Z_{fi} mit 0,8 · 60 = 48 Ω.

30.2.2. Der Hochpaß

Ein Hochpaß hat die Eigenschaft, von einer bestimmten Grenzfrequenz f_{gr} ab alle höheren Frequenzen durchzulassen. Alle Frequenzen, die niedriger als die Grenzfrequenz sind, werden gesperrt. Der Schaltungsunterschied zum Tiefpaß besteht darin, daß beim Hochpaß die Kapazität im Längsweg und die Induktivität quer liegt Auch in diesem Fall wird zwischen der T-Grundschaltung (Bild 30.7.) und der π-Schaltung (Bild 30.8.) unterschieden.

Die beim Tiefpaß angegebenen Berechnungsformeln für L Gl. (30.7.) und C Gl. (30.8.) haben auch für den Hochpaß Gültigkeit. Ebenfalls ist für die T-Schaltung $Z_{fi} = 1{,}25 \cdot Z_s$, und bei der π-Schaltung ergibt sich $Z_{fi} = 0{,}8 \cdot Z_s$. Zur Funk-Entstörung an Sendern werden Hochpässe im allgemeinen nicht benötigt. Dagegen setzt man sie häufig am Eingang von Empfängern – vorzugsweise Fernsehempfängern – ein, um die von einem Amateursender verursachten Störungen fernzuhalten.

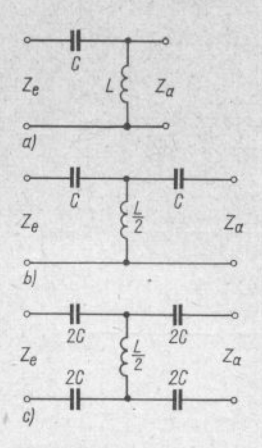


Bild 30.7. Hochpässe in T-Grundschaltung; a – unsymmetrisches Halbglied, b – unsymmetrisches Vollglied, c – symmetrisches Vollglied

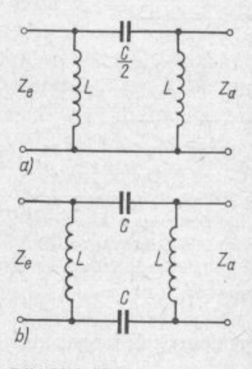


Bild 30.8. Hochpässe in π-Schaltung; a – unsymmetrisches π-Glied, b – symmetrisches π-Glied

30.2.3. Der Bandpaß

Wie schon der Name sagt, ist der Bandpaß für ein bestimmtes Frequenzband durchlässig. Dieser Durchlaßbereich wird durch die definierten Frequenzen f_h (höchste Frequenz) und f_t (tiefste Frequenz) begrenzt.

Alle Frequenzen, die höher als f_h und tiefer als f_t liegen, werden gesperrt. Wie Bild 30.9. zeigt, besteht ein Bandpaß aus Serienresonanzkreisen im Längsweg (L_1 – C_1) und aus einem Parallelresonanzkreis im Querweg (L_2 – C_2). Zur Berechnung eines Bandpasses müssen aus der oberen Grenzfrequenz f_h und der unteren Grenzfrequenz f_t die Kreisfrequenzen ω_h und ω_t nach Gl. (30.1.) errechnet werden. Aus f_h und f_t wird außerdem die mittlere Resonanzfrequenz f_m (Durchlaßbereichsmitte) ermittelt und daraus die mittlere Kreisresonanzfrequenz ω_m nach Gl. (30.1.) gebildet. Liegen die Werte für ω_h, ω_t und ω_m fest, können die Dimensionen für die Bau-

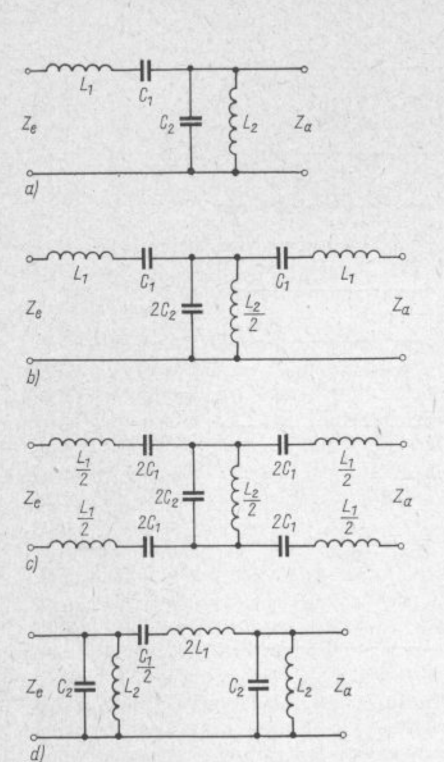


Bild 30.9. Bandpässe in T- und π-Schaltung; a – unsymmetrisches Halbglied, b – unsymmetrisches Vollglied in T-Schaltung, c – symmetrisches Vollglied in T-Schaltung, d – unsymmetrisches Vollglied in π-Schaltung

elemente nach folgenden Gleichungen errechnet werden:

$$L_1 = \frac{Z}{(\omega_h - \omega_t)} \tag{30.9.}$$

$$L_2 = \frac{Z \cdot (\omega_h - \omega_t)}{\omega_m^2} \tag{30.10.}$$

$$C_1 = \frac{(\omega_h - \omega_t)}{\omega_m^2 \cdot Z} \tag{30.11.}$$

$$C_2 = \frac{1}{Z \cdot (\omega_h - \omega_t)}; \tag{30.12.}$$

L in H, Z in Ω, ω in Hz, C in F.

Obige Gleichungen beziehen sich auf die in Bild 30.9. dargestellten Bandpässe in T-Schaltung und in π-Schaltung.

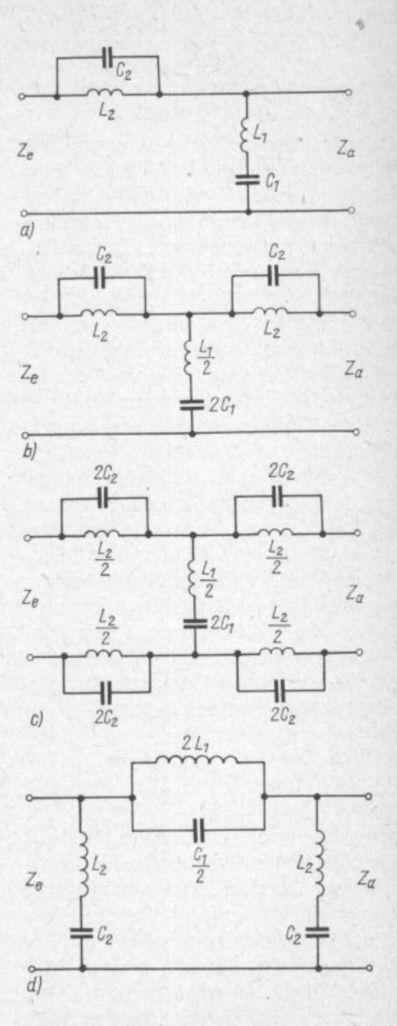


Bild 30.10. Bandsperren in T- und π-Schaltung; a – unsymmetrisches Halbglied, b – unsymmetrisches Vollglied in T-Schaltung, c – symmetrisches Vollglied in T-Schaltung, d – unsymmetrisches Vollglied in π-Schaltung

30.2.4. Die Bandsperre

Die Bandsperre hat einen Sperrbereich, der durch die definierten Frequenzen f_h und f_t begrenzt wird. Alle oberhalb von f_h und unterhalb von f_t liegenden Frequenzen werden durchgelassen. Nach Bild 30.10. hat eine Bandsperre in ihrem Längsweg Parallelresonanzkreise; der Querweg wird durch einen Serienresonanzkreis gebildet.

Als Bestimmungsgleichungen für die Bauelemente einer Bandsperre haben Gl. (30.9.) bis Gl. (30.12.) Gültigkeit. Ebenso setzt man auch ω_h, ω_t und ω_m ein. Der Berechnungsvorgang weist demnach keine Unterschiede gegenüber dem des Bandpasses auf. Lediglich durch die Schaltungsanordnung der Serien- und Parallelresonanzkreise wird aus dem Durchlaßbereich ein Sperrbereich und umgekehrt.

Auch für Bandpässe und Bandsperren gilt, daß die Filterimpedanz Z_{f1} bei der T-Schaltung mit $1{,}25 \cdot Z_s$ und bei der π-Schaltung mit $0{,}8 \cdot Z_s$ angesetzt werden soll.

30.2.5. Praktisch ausgeführte Antennenfilter

Die im Amateurgebrauch beliebteste Oberwellensperre ist das bewährte *Collins*-Filter. Es stellt einen einfachen Tiefpaß in π-Schaltung dar. Bei richtiger Bemessung und Einstellung gewährleistet es in vielen Fällen eine ausreichende Oberwellenunterdrükkung. Seine Berechnung und Einstellung wurde in Abschnitt 8.1.1.1. beschrieben.

Besonders bei größeren Ausgangsleistungen und kräftiger Ansteuerung der Senderendstufe im C-Betrieb kommt es vor, daß noch Oberwellen über das Speisekabel zur Antenne gelangen und abgestrahlt werden. Unter der Voraussetzung, daß die Antenne über ein Koaxialkabel gespeist wird und daß dieses sauber angepaßt ist, kann man in den Kabelweg ein Tiefpaßfilter nach Bild 30.11. einfügen. Diese aus zwei gleichartigen, fest abgestimmten π-Filtern bestehende Oberwellensperre dämpft die

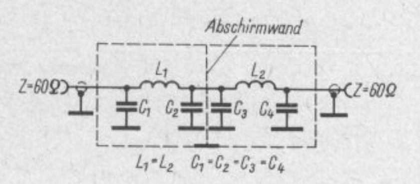


Bild 30.11. Unsymmetrisches Zweifachtiefpaßfilter in π-Schaltung

2. Harmonische um rund 30 dB, die 3. mit rund 48 dB und die 4. Harmonische um etwa 60 dB. Theoretisch steigt die Oberwellendämpfung mit der Ordnungszahl der Harmonischen laufend, in der Praxis wird sie aber bei sehr hohen Frequenzen durch die komplexen Eigenschaften der Filterbauteile und deren Verdrahtung begrenzt.

Das Filter baut man in ein allseitig geschlossenes Metallgehäuse ein. Beide Sektionen sind innerhalb des Gehäuses durch eine Abschirmwand voneinander getrennt. Das Metallgehäuse wird auf dem kürzesten Weg mit dem Nullpotential der Sender-Endstufe verbunden. Solche Antennenfilter werden im allgemeinen für jedes Amateurband gesondert optimal bemessen, wobei man sich auf die Bänder beschränken kann, bei deren Benutzung Funkstörungen auftreten. Die Durchgangsdämpfung dieser Filter (Dämpfung der Betriebswelle) ist kleiner als 0,5 dB.

Mit den in Tabelle 30.1. aufgeführten Kapazitäts- und Induktivitätswerten ist das Filter ohne besonderen Abgleich betriebsfertig.

Alle Spulen werden frei tragend aus 2 mm dickem Draht gewickelt, sie lassen sich durch Auseinanderziehen oder Zusammendrücken auf den Sollwert der Induktivität abgleichen. Da Funkamateure nur selten über ein Induktivitätsmeßgerät verfügen, gleicht man das Filter mit dem Grid-Dip-Meter ab. Dazu werden zunächst die beiden Kondensatoren C_2 und C_3 kurzgeschlossen, indem man die durch die Abschirmwand führende Verbindungsleitung mit je einem Kupferband an das Gehäuse legt. Damit sind 2 voneinander unabhängige

Tabelle 30.1. Bemessungsdaten für ein Tiefpaßfilter nach Bild 30.11.

Amateurband in m	Kapazitäten C_1 bis C_4 in pF	Induktivitäten L_1 und L_2 in µH	Richtwerte für L_1 und L_2: Spulendurchmesser in mm	Spulenlänge in mm	Windungsanzahl
80	820	2,2	25	50	13
40	390	1,3	25	25	8
20	220	0,57	20	20	7
15	150	0,38	13	18	6
10	100	0,30	13	22	6

Parallelresonanzkreise entstanden ($L_1 - C_1$ und $L_2 - C_4$). Beide müssen mit Hilfe des Grid-Dip-Meters durch Deformieren der Spule auf die Betriebsfrequenz abgeglichen werden. Danach entfernt man die beiden Kurzschlußbänder wieder, und das Filter ist einsatzfähig.

Die Kondensatoren sollen verlustarm sein; an ihre Spannungsfestigkeit werden keine hohen Ansprüche gestellt. Bei einer HF-Leistung von beispielsweise 100 W beträgt die Spannung an einem 60-Ω-Kabel rund 110 V, die sich bei Anodenmodulation in den Spitzen entsprechend erhöht. Keramische Kondensatoren mit Prüfwechselspannungen von 350 V reichen deshalb für Leistungen bis 100 W. Dabei muß aber sichergestellt sein, daß auf der Speiseleitung

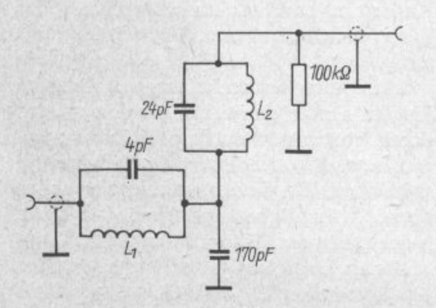


Bild 30.12. Kompakte Tiefpaßfilter für Kurzwellensender kleiner Leistung ($L_1 = L_2$ = je 8 Wdg., 1-mm-CuL über 6-mm-Dorn Windung an Windung gewickelt)

keine stehenden Wellen vorhanden sind (exakte Anpassung!), da andernfalls große Spannungsspitzen auftreten können, die die Kondensatoren zerstören.

Das in Bild 30.12. dargestellte Kompaktfilter wird in Fahrzeugsendern der Firma *Motorola* verwendet und ist für die Amateurbandfrequenzen unterhalb 30 MHz als Tiefpaß verwendbar. Auf eine Abschirmung zwischen beiden Gliedern wird verzichtet. Um die gegenseitige Beeinflussung von L_1 und L_2 gering zu halten, sind die Spulenachsen um 90° versetzt angeordnet, wie auch aus der Zeichnung hervorgeht. Der Widerstand 100 kΩ/0,5 W dient zum Abführen statischer Antennenaufladungen beim Mobilebetrieb. Das räumlich kleine Filter kann in einer Abschirmbox innerhalb des Kurzwellensenders untergebracht werden.

Höheren Ansprüchen der Oberwellenunterdrückung genügt das Dreifachtiefpaßfilter nach Bild 30.13. Die unsymmetrische Ausführung 30.13.a ist zum Einschleifen in eine koaxiale 60-Ω-Speiseleitung bestimmt, während die Ausführung 30.13.b in Verbindung mit einer symmetrischen 240-Ω-Leitung verwendet wird. Die Filter werden in einer allseitig geschlossenen Abschirmbox mit 3 Kammern untergebracht. Der Sperrbereich beginnt bei 35 MHz, es lassen sich somit alle Störungen in den Fernsehbereichen sowie im UKW-Rundfunkband unterdrücken. Im gesamten Sperrbereich beträgt die Oberwellenunterdrückung etwa 60 bis

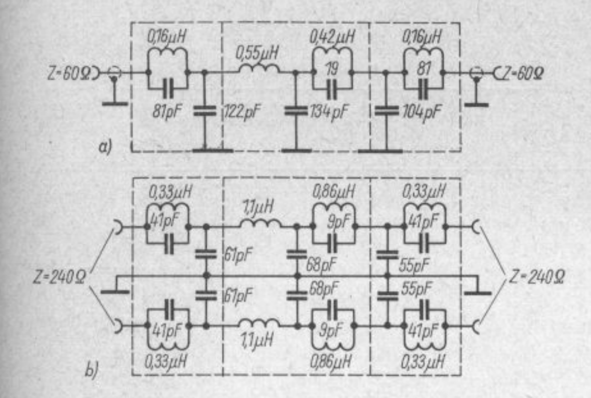


Bild 30.13
Versteilerte Dreifachtiefpaßfilter, Sperrwirkung ab 35 MHz; a – unsymmetrische Ausführung für koaxiale 60-Ω-Leitung, b – symmetrisches Filter für 240-Ω-Bandleitung

70 dB. Die Filter können für alle Kurzwellensender verwendet werden, deren Betriebsfrequenz unterhalb 30 MHz liegt.

Eine ähnliche Filterschaltung zeigt Bild 30.14. Es stellt ebenfalls ein Dreifachtiefpaßfilter dar, das in drei abgeschirmten Kammern untergebracht ist. Während in der Schaltung nach Bild 30.13. im Längsweg des Filters Parallelresonanzkreise angeordnet sind, befinden sich im Filter nach Bild 30.14. Serienresonanzkreise im Querweg. Die Resonanzkreise dienen zur Versteilerung des Dämpfungsanstieges im Sperrbereich. Parallelresonanzkreise im Längsweg wirken als Sperrkreise für ihre Resonanzfrequenz, d.h., die Resonanzfrequenz wird nicht durchgelassen. Serienresonanzkreise im Querweg sind *Leitkreise* – man nennt sie auch *Saugkreise*. Sie lassen ihre Resonanzfrequenz durch und führen sie somit zum Nullpotential ab; alle anderen Frequenzen werden gesperrt. Die praktische Wirkung ist deshalb in beiden

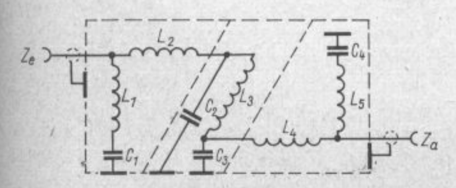


Bild 30.14. Unsymmetrisches Dreifachtiefpaßfilter, Sperrbereich ab 35 MHz

Fällen die gleiche. In Tabelle 30.2. werden die Bemessungsdaten für das Filter nach Bild 30.14. angegeben und die noch zu erläuternden Abgleichfrequenzen aufgeführt. Die Angaben sind für die gebräuchlichen Kabelimpedanzen von 52, 60 und 75 Ω zugeschnitten.

Alle Spulen bestehen aus 1,5 bis 2,0 mm dickem Kupferlackdraht. Sie werden über einen Dorn von 11 mm Durchmesser gewickelt, so daß der Spuleninnendurchmesser nach dem Abnehmen vom Dorn 12 bis 13 mm beträgt.

Zum einwandfreien Abgleich des Filters benötigt man ein Grid-Dip-Meter mit einen Frequenzbereich von 20 bis 50 MHz. Zunächst werden die beiden Spulen L_2 und L_4 aus dem Filter entfernt, die beiden Anschlußbuchsen Z_e und Z_a schließt man gegen Masse (Abschirmung) kurz. Damit hat man zunächst drei voneinander unabhängige Parallelresonanzkreise geschaffen: $L_1 - C_1$, $L_5 - C_4$ und $L_3 - C_2 - C_3$. Durch Zusammendrücken oder Auseinanderziehen der Spule L_1 wird nun der Kreis L_1–C_1 auf die in Tabelle 30.2. aufgeführte Abgleichfrequenz f_1 abgeglichen (Griddipper-Kontrolle). Ebenso verfährt man mit dem Kreis L_5–C_4. Nun wird der Kreis L_3–C_2–C_3 durch Deformieren der Spule L_3 auf die Abgleichfrequenz f_2 eingestellt. Anschließend lötet man die abgeglichene Spule L_3 vorsichtig aus, sie soll dabei mechanisch nicht verändert werden.

Tabelle 30.2. Bemessungsangaben und Abgleichfrequenzen für ein Tiefpaßfilter nach Bild 30.14.

	Filterimpedanz $Z = Z_e = Z_a$		
	52 Ω	60 Ω	75 Ω
Kapazität C_1, C_4	50 pF	46 pF	35 pF
Kapazität C_2, C_3	170 pF	150 pF	120 pF
Spulendaten L_2, L_5	5 Wdg.	$5\frac{1}{2}$ Wdg.	6 Wdg.
Spulendaten L_2, L_4	8 Wdg.	9 Wdg.	11 Wdg.
Spulendaten L_3	9 Wdg.	$10\frac{1}{2}$ Wdg.	13 Wdg.
Sperrfrequenz f_{gr}	36 MHz	36 MHz	36 MHz
Abgleichfrequenz f_1	44,4 MHz	45,5 MHz	47 MHz
Abgleichfrequenz f_2	25,5 MHz	25,4 MHz	25,2 MHz
Abgleichfrequenz f_3	32,5 MHz	32,2 MHz	31,8 MHz

Gleichzeitig entfernt man auch die Kurzschlußleitungen von der Eingangs- und Ausgangsbuchse und lötet dann die Spulen L_2 und L_4 in das Gerät ein. Nun wird die Spule L_2 mechanisch so verändert, daß das Grid-Dip-Meter für den Komplex C_1–L_1–L_2–C_2 bei der Abgleichfrequenz f_3 Resonanz anzeigt. L_1 darf bei diesem Abgleich nicht verändert werden. Ebenso verfährt man mit der Spule L_4, für deren Komplex C_4–L_5–L_4–C_3 ebenfalls die Abgleichfrequenz f_3 Gültigkeit hat. Nun wird die bereits abgeglichene Spule L_3 vorsichtig wieder eingebaut; damit ist das Filter abgeglichen und betriebsbereit. Eine Endkontrolle mit dem Grid-Dip-Meter empfiehlt sich. Dabei muß an jeder Spule (L_1 bis L_5) die Sperrfrequenz f_{gr} mit etwa 36 MHz als Resonanzfrequenz angezeigt werden.

Die von der Endstufe eines 2-m-Senders erzeugten Oberwellen fallen in die Bereiche 288 bis 292 MHz, 432 bis 438 MHz, 576 bis 584 MHz usw. Es dürften demnach nur Störungen der Kanäle im Fernsehband IV/V auftreten (Kanal 34 bis 35 und Kanal 52 bis 53). Leider erzeugen aber die vor der Endstufe angeordneten Frequenzvervielfacher neben der gewünschten Harmonischen auch noch eine Reihe unerwünschter Oberwellen, die in der Endstufe verstärkt, vervielfacht und gemischt werden können. Es ist deshalb häufig notwendig, den 2-m-Sender zur Vermeidung von Oberwellenstörungen im FS-Band III ebenfalls mit einem Filter zu versehen.

Bild 30.15. zeigt 2gliedrige Tiefpaßfilter für 2-m-Sender in unsymmetrischer und symmetrischer Ausführung mit eingetragenen Wertangaben. Auch die Schaltung des Dreifachtiefpaßfilters nach Bild 30.14. kann bei entsprechender Bemessung verwendet werden. Dabei ergeben sich auf der Grundlage von Tabelle 30.2. folgende Daten:

$C_1, C_4 = 10\,\text{pF}$; $C_2, C_3 = 40\,\text{pF}$;

$L_1, L_5 = 3$ Wdg.; $L_2, L_4 = 2$ Wdg.;

$L_3 = 5$ Wdg.

Die Spulen bestehen aus 1 mm dickem Kupferlackdraht und werden über einen 6-mm-Dorn gewickelt. Der Abgleichvorgang verläuft analog dem für die Kurzwellenausführung beschriebenen, dabei sind folgende Abgleichfrequenzen zu beachten: Sperrfrequenz $f_{gr} = 160$ MHz; Abgleichfrequenz $f_1 = 200$ MHz; $f_2 = 112$ MHz; $f_3 = 144$ MHz. Ein 2-m-Sender kann nicht nur den Fernsehempfang stören, sondern auch andere wichtige Funkdienste, die in einer Vielzahl im VHF- und UHF-Bereich vorhanden sind. Mit Recht bestehen des-

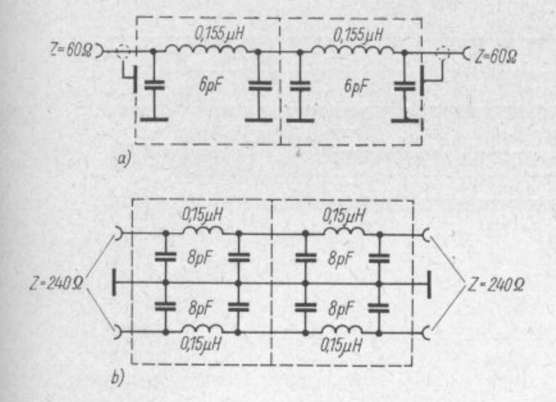


Bild 30.15
Tiefpaßfilter in π-Schaltung für 2-m-Sender; a – unsymmetrisches Filter für 60-Ω-Koaxialkabel, b – symmetrisches Filter für 240-Ω-Anschluß

halb bezüglich der Nebenausstrahlungen von UKW-Sendern strenge Bestimmungen. Vorhandene Oberwellen verfälschen außerdem die Reflektometeranzeige und täuschen bei der Durchgangsleistungsmessung eine höhere Leistung der Grundwelle vor, da die Summe der Oberwellenleistung in das Meßergebnis mit eingeht. Nicht immer führen die herkömmlichen, aus konzentrierten Bauelementen (Spulen und Kondensatoren) hergestellten Oberwellenfilter im VHF-Bereich zum vollen Erfolg, da sich die Verdrahtungsinduktivitäten und Eigenresonanzen der Spulen bei den hohen Frequenzen bereits sehr störend auswirken. Zudem ist es mit amateurmäßigen Mitteln kaum möglich, einen exakten Filterabgleich im VHF-Bereich durchzuführen. Diese Schwierigkeiten entfallen, wenn man die Filter für das VHF- und UHF-Gebiet in Koaxialtechnik ausführt. Solche Tiefpaßfilter in der Form von Leitungskreisen wurden für 2-m-Amateursender erstmalig von *DJ3QC* konstruiert und beschrieben [1]. Ihre Herstellung erfordert einen bestimmten mechanischen Aufwand, die Filter sind jedoch sehr kompakt, haben eine ausgezeichnete Sperrwirkung und bedürfen keines Abgleichs.

Ein einfaches koaxiales Tiefpaßfilter nach *DJ3QC* zeigt Bild 30.16. als Schnittzeichnung. Der Außenleiter besteht aus einem 301 mm langen Messing- oder Kupferrohr mit 20 mm Innendurchmesser. Der metallische Innenleiter ist in einzelne Sektionen mit verschiedenen Durchmessern aufgeteilt. Die beiden 38,1 mm langen Innenleiterabschnitte von 14,4 mm Durchmesser werden mit einer passenden Isolierstoffhülse überzogen, die einerseits als Dielektrikum wirkt, andererseits die stabile mechanische Halterung des Innenleiters innerhalb des Außenrohres unterstützt. Für die Originalausführung verwendet man dazu *Teflon*-Hülsen, andere hochwertige Kunststoffe sind ebenfalls geeignet, z.B. *Trolitul, Polyäthylen* oder *Polystyrol.* Das Filter wird beidseitig mit passenden 60-Ω-Koaxbuchsen abgeschlossen, diese sind in Bild 30.16. nicht eingezeichnet.

Bild 30.16. zeigt auch das vollständige Ersatzschaltbild des Filters. Dabei wird berücksichtigt, daß jedes Leitungsstück für sich schon als π-Glied zu betrachten ist. Alle Induktivitäten und Kapazitäten sind in diesem Fall frequenzunabhängig. Der Filterberechnung muß das genaue Ersatzschaltbild zugrunde gelegt werden. Sie ist einfach, aber sehr zeitraubend und läßt sich praktisch nur mit einer Rechenmaschine bewältigen. Mit den von *DJ3QC* berechneten Abmessungen werden die Optimalwerte erreicht.

Die Dämpfungskurve des eingliedrigen Filters nach Bild 30.16. weist bereits im FS-Band III Werte um 8 dB auf, die 2. Harmonische (290 MHz) wird mit 20,5 dB be-

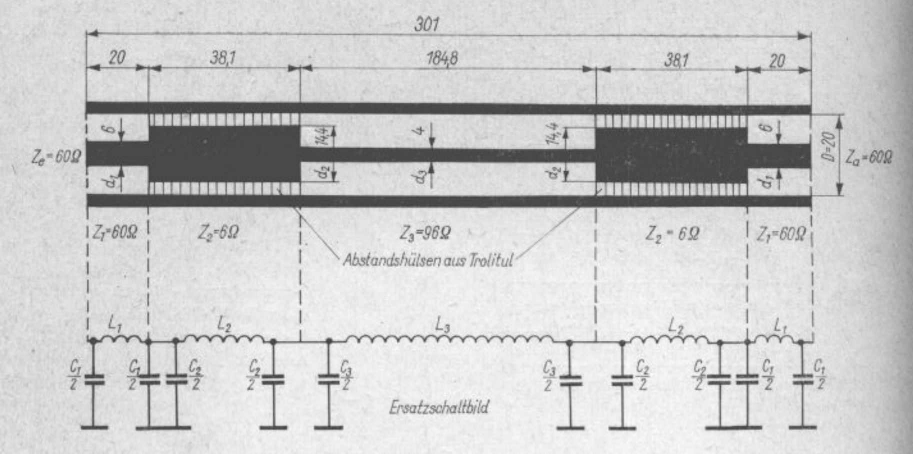


Bild 30.16. Koaxiales Tiefpaßfilter für 2-m-Sender nach *DJ3QC* mit Ersatzschaltbild (Angaben in mm; nicht maßstäblich)

dämpft, bei der 4. Harmonischen erreicht das erste Dämpfungsmaximum 33 dB. Weitere Dämpfungsmeßwerte sind aus Bild 30.18. zu ersehen. Die Durchgangsdämpfung für 145 MHz liegt unter 0,1 dB.

Wie Bild 30.17. zeigt, können mehrere Grundfilter aneinandergereiht werden. Dabei sind jeweils die mittleren 6-Ω-Leitungsstücke von 38,1 mm Länge zu einem durchgehenden Stück doppelter Länge (72,6 mm) zusammengefaßt. Bei einem mehrgliedrigen Filter steigt die Dämpfung der Oberwellen entsprechend an, und der Kurvenverlauf wird versteilert. In Bild 30.17. a werden die Abmessungen für ein Zweifach-π-Filter angegeben, Bild 30.17. b stellt ein Dreifach-

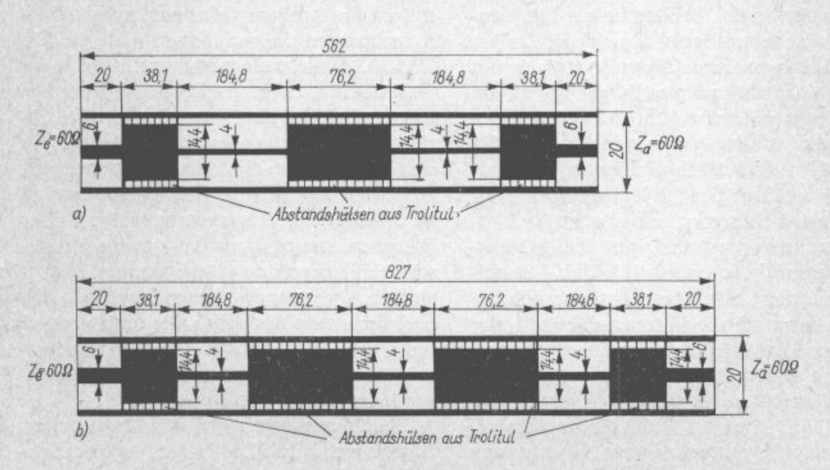


Bild 30.17. Mehrgliedrige Tiefpaßfilter nach *DJ3QC;* a – koaxiales Zweifach-π-Filter, b – koaxiales Dreifach-π-Filter (Abmessungen in mm; nicht maßstäblich)

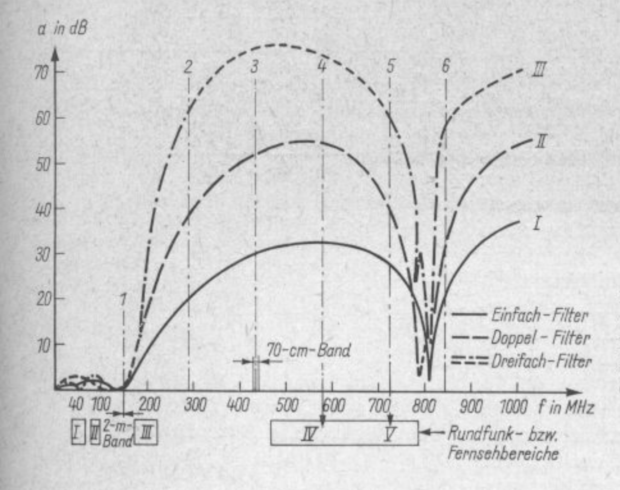


Bild 30.18
Gemessener Verlauf der Dämpfung bei ein- und mehrgliedrigen Koaxialtiefpaßfiltern für 145 MHz (aus *UKW-Berichte*)

filter dar. Die für die verschiedenen Filterausführungen gemessenen Dämpfungskurven gibt Bild 30.18. wieder. Es läßt sich auch eine bestimmte Dämpfung für die Frequenzen unterhalb 144 MHz erkennen. Daraus geht hervor, daß 48, 72 MHz und sonstige in diesen Bereichen vorhandenen Nebenfrequenzen etwas unterdrückt werden. Für die durch die 4. und 5. Harmonische von 2-m-Sendern besonders gefährdeten Kanäle des FS-Bereiches IV/V ist die Dämpfung sehr hoch.

Die gleichen Filter lassen sich auch für 70-cm-Amateursender herstellen, wenn man alle angegebenen Längenabmessungen auf ein Drittel verkürzt. In [1] sind ausführliche mechanische Angaben und Konstruktionszeichnungen für diese hervorragenden Koaxialfilter enthalten.

Alle Filter erreichen nur dann volle Wirksamkeit, wenn sie mit ihrem Eingangswiderstand Z_e und dem Ausgangswiderstand Z_a an den angeschlossenen Sender bzw. die Speiseleitung genau angepaßt werden. Das bedeutet gleichzeitig, daß die Antenne resonant und an ihre Speiseleitung angepaßt sein muß. Stehende Wellen auf der Speiseleitung stören bekanntlich die Anpassung und beeinträchtigen somit die Filterwirkung. Auf die unterschiedliche »Anfälligkeit« der verschiedenen Antennenformen zur Abstrahlung von Störfrequenzen wurde im Rahmen der Besprechung der Strahlerarten und ihrer Speisung bereits hingewiesen. Grundsätzlich gilt, daß Antennenanlagen mit niederohmigen, exakt angepaßten Speiseleitungen die geringste Störstrahlung verursachen. Zur exakten Anpassung gehört auch die Wahrung der Symmetrie, d.h., ein Koaxialkabel darf z.B. nur über einen Symmetriewandler an eine symmetrische Antenne angeschlossen werden.

Trotz aller senderseitigen Entstörungsmaßnahmen treten bei vielen Empfängern noch Funkstörungen auf, die sich nur am gestörten Gerät beseitigen lassen. In den meisten Fällen ist die Störungsursache nicht bei einem fehlerhaften Sender, sondern in technischen Unzulänglichkeiten des Empfängers zu suchen. Wegen der meist mangelhaften Eingangsselektion dringt die starke Betriebswelle des Amateursenders in den Empfänger ein und ruft dort die verschiedensten Störungseffekte hervor. So kann z.B. die Empfängerempfindlichkeit mehr oder weniger stark bis zum völligen Blockieren zurückgeregelt werden. Ferner treten unerwünschte Mischvorgänge und Gleichrichtereffekte auf, die je nach Entstehungsort unterschiedliche Störerscheinungen

verursachen und die sich selbst an Niederfrequenzverstärkern noch auswirken können. Gelangt die Senderstrahlung über die Empfangsantenne in den UKW- oder Fernsehempfänger, so hilft fast immer ein Hochpaßfilter, das an die Antennenbuchse des gestörten Empfängers angeschlossen wird. Für die Sendefrequenz bemessene Sperr- oder Saugkreise würden theoretisch den gleichen Zweck erfüllen, sie müßten aber bei Wechsel der Sendefrequenz ebenfalls ausgewechselt oder umgeschaltet werden. Deshalb bevorzugt man Hochpaßfilter, die für alle Kurzwellenamateurfrequenzen wirksam sind.

Geeignete Hochpaßfilter können nach den Gl. (30.1.) bis (30.8.) berechnet werden, wobei man zweckmäßig die Grenzfrequenz f_{gr} für 35 bis 45 MHz bemißt. Die Wirksamkeit dieser Empfängerfilter beschränkt sich auf Fernsehempfänger und auf den UKW-Rundfunkbereich. In Bild 30.19. wird ein Hochpaßfilter für eine Grenzfrequenz f_{gr} von 45 MHz mit seinen erprobten Daten dargestellt. Es ist zum Einsatz in koaxialen Antennenableitungen mit einem Wellenwiderstand von 50 bis 75 Ω bestimmt. Ein weiteres Hochpaßfilter für symmetrische UKW-Bandleitungen mit 240 bis 300 Ω Wellenwiderstand zeigt Bild 30.20. Auch bei diesem Filter beträgt die Grenzfrequenz 45 MHz. Die vorgesehenen Abschirmboxen kann man leicht aus kupferkaschiertem Basismaterial für gedruckte Schaltungen zusammenlöten. Bei den meist in Allstromschaltung ausgeführten Fernsehempfängern darf kein direkter metallischer Kontakt zwischen Filter und Empfängerchassis bestehen. Die Erdung des Filters soll deshalb immer über einen durchschlagsfesten Trennkondensator (etwa 1000 pF) zum Empfängerchassis führen.

Ein Hochpaßfilter mit versteilertem Dämpfungsanstieg und einer Grenzfrequenz von 36 MHz zeigt Bild 30.21. Es ist ebenfalls für den üblichen Empfängeranschlußwiderstand von 240 bis 300 Ω symmetrisch ausgelegt. Die angegebenen Spulendaten sind Richtwerte, die man durch Abgleich auf die geforderte Induk-

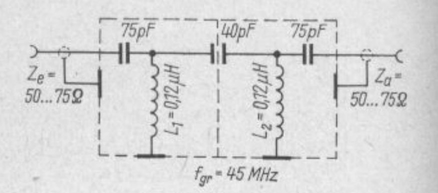


Bild 30.19. Unsymmetrisches Hochpaßfilter für Fernsehempfänger mit Koaxialkabelspeisung Spulendaten: L_1, L_2 je 7 Wdg., 1-mm-CuL auf 6-mm-Zylinderkörper, Spulenlänge etwa 12 mm

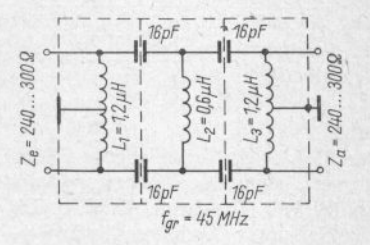


Bild 30.20. Symmetrisches Hochpaßfilter für Fernsehempfänger mit Bandkabelspeisung Spulendaten: L_1, L_3 je 17 Wdg., 0,5-mm-CuL auf 6-mm-Zylinderkörper, eng bewickelt, mit Mittenanzapfung. L_2 = 12 Wdg., 0,5-mm-CuL auf 6-mm-Zylinderkörper, eng bewickelt

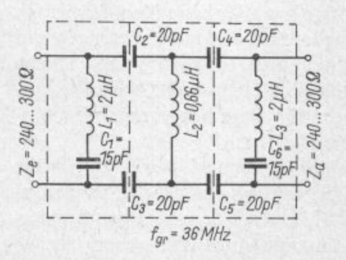


Bild 30.21. Versteilertes Hochpaßfilter für Fernsehempfänger mit Bandkabelspeisung Spulendaten: L_1, L_3 je 24 Wdg., 0,32-mm-CuL auf 6-mm-Zylinderkörper, Spulenlänge etwa 15 mm. L_2 = 14 Wdg., 0,32-mm-CuL auf 6-mm-Zylinderkörper, Spulenlänge etwa 15 mm

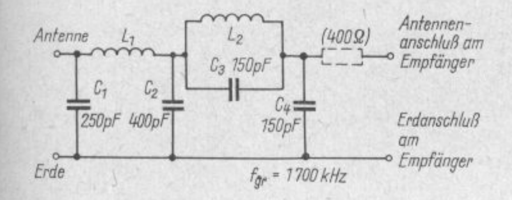


Bild 30.22
Tiefpaßfilter für AM-Rundfunkempfänger ohne Kurzwelle
Spulendaten: L_1 = 65 Wdg., 0,65-mm-CuLS auf Zylinderkörper mit 38 mm Durchmesser, Windung an Windung gewickelt;
L_2 = 41 Wdg., sonst wie L_1. Die beiden Spulen dürfen nicht miteinander koppeln!

tivität bringt. Schaltet man L_1 mit C_1 sowie L_3 mit C_6 als Parallelresonanzkreis zusammen, so muß das Grid-Dip-Meter jeweils für 29 MHz Resonanz anzeigen. Die noch nicht eingebaute Spule L_2 wird mit einem 100-pF-Kondensator ebenfalls zu einem Parallelresonanzkreis ergänzt; dann muß man sie so verändern, daß die Resonanzfrequenz bei 20 MHz liegt. Die auf diese Weise abgeglichenen Spulen werden verlackt und in die Schaltung eingebaut. Wenn der Rundfunkempfang auf Mittelwelle oder Langwelle durch die Grundwelle des Amateursenders gestört wird, helfen keine Hochpaßfilter, sondern man muß Tiefpaßfilter einsetzen, die alle Frequenzen oberhalb etwa 1700 kHz sperren. Ein solcher Tiefpaß ist in Bild 30.22. dargestellt. Die Spulen L_1 und L_2 dürfen nicht miteinander koppeln, ihre Achsen sollen deshalb gegeneinander um 90° versetzt werden. Diese Filter arbeiten teilweise besser, wenn man zwischen Filterausgang und Antennenbuchse einen 400-Ω-Kohleschichtwiderstand einfügt (gestrichelt gezeichnet). Selbstverständlich wird durch ein solches Filter der Kurzwellenempfang unterbunden, da sich diese Frequenzen im Sperrbereich befinden.

Die besten Empfängerfilter in der Antennenzuleitung werden unwirksam, wenn die Störfrequenzen nicht über die Antenne kommen, sondern direkt in die meist ungenügend geschirmte Empfängerschaltung einstrahlen bzw. ihren Weg über andere Empfängerzuleitungen nehmen. In diesen Fällen muß man meist Eingriffe am Empfänger vornehmen, deren Beschreibung in diesem Rahmen zu weit führen würde.

Literatur zu Abschnitt 30.

[1] *Dohlus, H.-J.:* Koaxiale Tiefpaßfilter für VHF und UHF, »UKW-Berichte« 4 (1964), April, Heft 1, Seiten 5 bis 17, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

Diefenbach, W. W.: Tiefpaßfilter für Amateursender, Funk-Technik **16**, Heft 16, Seite 568, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1961

Reck, T.: Wie kann man BCI und TVI vermeiden? Elektronisches Jahrbuch, Seiten 345 bis 352, Deutscher Militärverlag, Berlin 1965

Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, 1. Bd., Seiten 357 bis 401, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1959/1967

A. R. R. L.: The Radio Amateur's Handbook, 39th Edition, Chapter 23, Seiten 552 bis 571, West Hartford, Conn., 1962

Orr, W. I.: The Radio Handbook, 16th Edition, Chapter 19, »Television and Broadcast Interference«, Seiten 367 bis 382, Editors and Engineers, Ltd. Summerland, California, 1962

Rudolph, W.: Low-Pass Filters for Mobile Use, The Mobile Manual, 2th Edition, Seiten 171 bis 172, A.R.R.L., West Hartford, Conn., 1960

31. Antennenmeßgeräte

Jedem Funkamateur ist bekannt, daß ein selbstgebauter Empfänger oder Sender nach seiner mechanischen Fertigstellung exakt abgeglichen werden muß, denn nur dann zeigt er die erwartete Leistung. Leider hat sich diese Erkenntnis bezüglich der Selbstbauantenne noch nicht allgemein durchgesetzt. Erst wenn der genaue Abgleich und seine meßtechnische Kontrolle durchgeführt sind, kann die Antenne unter optimalen Bedingungen arbeiten.

Die günstigsten Betriebsbedingungen einer Antennenanlage lassen sich nur herstellen, wenn man über eine bestimmte Mindestausstattung an Meßgeräten verfügt. Leider sind industriell gefertigte Präzisionsmeßeinrichtungen außerordentlich kostspielig und deshalb für den Funkamateur unerreichbar. Man ist somit auf den Selbstbau angewiesen und verzichtet dabei auf die in der Praxis meist gar nicht erforderliche bestmögliche Meßgenauigkeit.

Eigenbau-Meßeinrichtungen sind für die Antennenanpassung keineswegs kompliziert, sie erfordern auch keine teuren Spezialteile. Diese Aussage trifft insbesondere für solche Antennenanlagen zu, die über Koaxialkabel gespeist werden. In diesem Fall besteht die Mindestausstattung aus einem Grid-Dip-Meter, das wohl immer vorhanden sein dürfte, und aus einem Reflektometer, das mit sehr geringem Aufwand herzustellen ist. Es gibt noch eine Reihe anderer Antennenmeßgeräte, die die Anpassungsarbeit vereinfachen oder mit deren Hilfe bestimmte Antennendaten ermittelt werden können. Für den normalen Betriebsabgleich einer Antenne auf bestmögliche Anpassung sind sie jedoch nicht unbedingt erforderlich.

Nachstehend werden die wichtigsten Selbstbaugeräte und Hilfsmittel für die Antennenmessung beschrieben.

31.1. Das Grid-Dip-Meter und ähnliche Resonanzprüfer

Das bekannte Grid-Dip-Meter ist ein Resonanzmesser, den man sehr vielseitig verwenden kann. Er gehört deshalb zur Grundausrüstung einer Amateurstation. Sein Hauptanwendungsbereich erstreckt sich auf Feststellung sowie annähernde Messung der Resonanzfrequenz von Schwingkreisen, und er kann auch bedingt für den Abgleich von Antennen eingesetzt werden. Er ist außerdem als Hochfrequenzgenerator für die Speisung von Impedanzmeßbrücken geeignet.

Die Urform des Grid-Dip-Meters zeigt Bild 31.1. Sie besteht aus einer einfachen Oszillatorschaltung mit veränderbarer Schwingfrequenz. In der Zuleitung zum Steuergitter der Oszillatorröhre liegt ein Meßwerk, das den im schwingenden Zu-

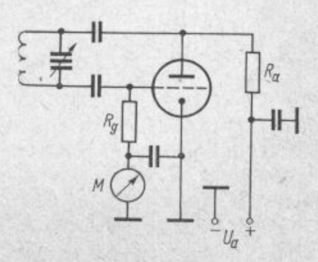


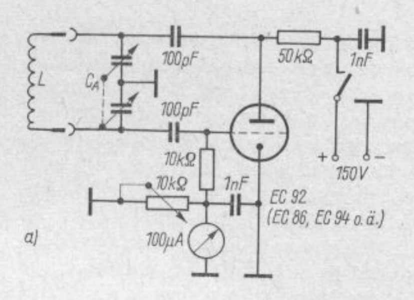
Bild 31.1. Die Grundschaltung eines Grid-Dip-Meters

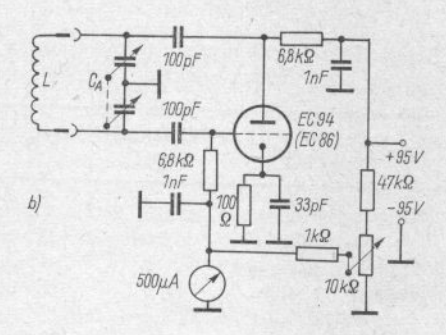
stand immer vorhandenen Gitterstrom anzeigt. Wird die Kreisspule des Griddippers einem anderen Resonanzgebilde genähert und befinden sich beide in Resonanz, so entzieht der nichtschwingende, zu untersuchende Resonanzkreis dem schwingenden Kreis (Griddipper) Energie. Dieser Energieentzug ist am Gitterstrommeßwerk des Griddippers als mehr oder weniger starker Abfall des Gitterstromes (als sogenannter Resonanzdip) zu erkennen. Der mechanische Aufbau einfacher Grid-Dip-Meter weist keine Besonderheiten auf, Einzelheiten darüber sind in den meisten Bastelbüchern und vorzugsweise in der Amateurliteratur zu finden. Bei den nachstehend aufgeführten Schaltungsbeispielen bewährter Grid-Dip-Meter wurden der Übersichtlichkeit halber Netzteile und Zusatzeinrichtungen (Tonmodulator usw.) nicht eingezeichnet. Richtwerte für die Schwingkreisbemessung werden für alle Ausführungsformen gemeinsam in tabellarischer Form gegeben.

31.1.1. Einröhrenschaltungen für universelle Verwendung

Bei den in Bild 31.2. aufgeführten Schaltungen wird der für Grid-Dip-Meter allgemein übliche *Colpitts*-Oszillator benutzt. Sein Vorzug besteht hauptsächlich darin, daß man weder eine Rückkopplungsspule noch eine Spulenanzapfung benötigt, da die Schwingungserzeugung durch kapazitive Spannungsteilung erfolgt. Die Spulen L sind gleichspannungsfrei, sie haben auch keine galvanische Verbindung mit dem Nullpotential der Schaltung. In Bild 31.2.a wird die Anzeigeempfindlichkeit durch einen Drehwiderstand (etwa 10 kΩ) geregelt, der gleichzeitig als zusätzlicher Gitterableitwiderstand und als Shunt für das Anzeigeinstrument dient.

Ein ähnliches Gerät mit verbesserter Regelschaltung zeigt Bild 31.2.b. In diesem Fall wird durch einen Katodenwiderstand die Katode gegenüber dem Steuergitter positiv angehoben, gleichzeitig führt man dem





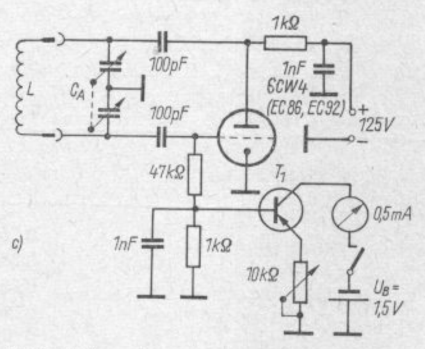


Bild 31.2. Auswahl einfacher Griddipperschaltungen für universelle Verwendung

Gitter über den regelbaren Spannungsteiler (10 kΩ) eine ebenfalls positive Vorspannung zu. Diese Kombination ermöglicht eine günstige Arbeitspunkteinstellung, sie bewirkt einen großen Regelumfang und eine Vertiefung des Anzeigedips.

In der Schaltung nach Bild 31.2.c wird

der Nuvistor *6CW4* verwendet. Für die Wahl dieser modernen Subminiaturspezialröhre mit hervorragenden elektrischen Eigenschaften waren vor allem der geringe Platzbedarf und der niedrige Heizstromverbrauch entscheidend. Bei entsprechender Bemessung des Anodenwiderstandes und gegebenenfalls des Gitterableitwiderstandes sind auch andere Trioden brauchbar; denn es handelt sich um die herkömmliche Schwingschaltung. Das Neue an dieser Anordnung ist der nachgeschaltete Transistorgleichstromverstärker, der die Anzeigeempfindlichkeit erhöht. Das Originalgerät enthält den Transistor *2N1264*, er dürfte sich durch fast jeden anderen NF-Transistor ersetzen lassen (z.B. *GC105* oder ähnlich).

Alle *Colpitts*-Schaltungen dieser Art schwingen bei günstigem Aufbau (kurze Leitungsführung) mit den angegebenen Röhrentypen auch noch im gesamten VHF-

Tabelle 31.1. Die Bemessung der Steckspulen L für Grid-Dip-Meter in Colpitts-Schaltung, Abstimmkapazität 2 × 140 pF

Frequenzbereiche	Windungs-anzahl	Drahtsorte	Wickelkörper
2 ··· 5 MHz	102	0,16-mm-CuL	19 mm Durchmesser
5 ··· 14 MHz	26	0,3-mm-CuL	19 mm Durchmesser
14 ··· 37 MHz	8	0,5-mm-CuL	19 mm Durchmesser
37 ··· 100 MHz	2	2,0-mm-CuAg	19 mm Durchmesser (oder freitragend)
100 ··· 250 MHz	Haarnadelschleife 38 mm lang, 6 mm Leiterabstand, Drahtsorte 2,0- ··· 2,5-mm-CuAg		

Tabelle 31.2. Die Bemessung der Steckspulen L für Grid-Dip-Meter in Colpitts-Schaltung, Abstimmkapazität 2 × 50 pF

Frequenzbereiche	Windungs-anzahl	Drahtsorte	Wickelkörper
1,7 ··· 3,2 MHz	195	0,16-mm-CuL	19 mm Durchmesser
2,7 ··· 5,0 MHz	110	0,25-mm-CuL	19 mm Durchmesser
4,4 ··· 7,8 MHz	51	0,25-mm-CuL	19 mm Durchmesser
7,5 ··· 13,2 MHz	24	0,25-mm-CuL	19 mm Durchmesser
12 ··· 22 MHz	21	0,50-mm-CuL	19 mm Durchmesser (Spulenlänge 20 mm)
20 ··· 36 MHz	14	0,50-mm-CuL	19 mm Durchmesser (Spulenlänge 12 mm)
33 ··· 60 MHz	$8\frac{1}{2}$	0,80-mm-CuL	19 mm Durchmesser (Spulenlänge 13 mm)
54 ··· 99 MHz	$3^3/_4$	0,80-mm-CuL	19 mm Durchmesser (Spulenlänge 8 mm)
90 ··· 165 MHz	Haarnadelschleife 85 mm lang, 12 mm Abstand, Drahtsorte 2,0-mm-CuAg		
150 ··· 275 MHz	Haarnadelschleife 32 mm lang, 6 mm Abstand, Drahtsorte 2,0-mm-CuAg		

Bereich. Da sich die Röhrenkapazitäten nur geringfügig voneinander unterscheiden, haben für derartige Schaltungen die Schwingkreisdaten etwa gleiche Werte. Sie werden deshalb in Tabelle 31.1. für eine Abstimmkapazität C_A von 2 × 140 pF als Richtwerte für die Spulenabmessungen L gegeben, wobei sich die einzelnen Abstimmbereiche jeweils frequenzmäßig überlappen. Die Tabelle 31.2. bezieht sich auf eine Abstimmkapazität C_A von 2 × 50 pF. Dabei braucht man eine größere Anzahl von Steckspulen, um den gesamten Frequenzbereich erfassen zu können; gleichzeitig wird die Ablesegenauigkeit verbessert. Wenn nicht anders angegeben, werden die Spulen als einlagige Zylinderspulen auf einen Kunststoffwickelkörper von 19 mm Durchmesser aufgebracht.

31.1.2. **Ein Griddipper für UHF**

Bild 31.3. zeigt die Schaltung eines Griddippers, der mit Nuvistorbestückung *(6CW4)* bis etwa 700 MHz brauchbar ist. Mit einer UHF-Triode *EC86* dürften ähnliche Ergebnisse zu erzielen sein. Die Abstimmkapazität C_A (8 pF) liegt in Reihe mit der Röhrenkapazität; man erhält deshalb auch für die UHF-Schwingkreise noch ein angemessenes L/C-Verhältnis. Ein ungewöhnlicher kleiner Gitterableitwiderstand von 330 Ω verhindert das Überschwingen des Oszillators; er bewirkt aber, daß der bei Energieentzug auftretende Resonanzdip sehr klein wird. Deshalb ist bei dieser Schaltung der gleiche Transistorgleichstromverstärker angeordnet wie in Bild 31.2.c. Die Anoden- und Gitterzuführung erfolgt über Hochfrequenzdrosseln von etwa 22 μH Induktivität. Auch die Heizleitungen werden – wie im UHF-Bereich üblich – unmittelbar an der Röhrenfassung mit kleinen Induktivitäten (0,82 μH) verdrosselt. Die Steckspulen, die im wesentlichen aus Haarnadelschleifen verschiedener Länge bestehen, führen Gleichspannung. Ein ausreichender Berührungsschutz ist gegeben, wenn man die Spulendrähte mit einem hochwertigen Isolierschlauch überzieht. Richtwerte für die Abmessungen der in Bild 31.3.b skizzierten Steckspulen werden in Tabelle 31.3. angegeben.

31.1.3. **Grid-Dip-Meter mit Röhrenvoltmeter kombiniert**

Um einen ausgeprägten Resonanzdip zu erhalten, müssen einfache Grid-Dip-Meter sehr fest mit dem zu untersuchenden Kreis gekoppelt werden. Die enge Ankopplung bewirkt eine verhältnismäßig große Kreis-

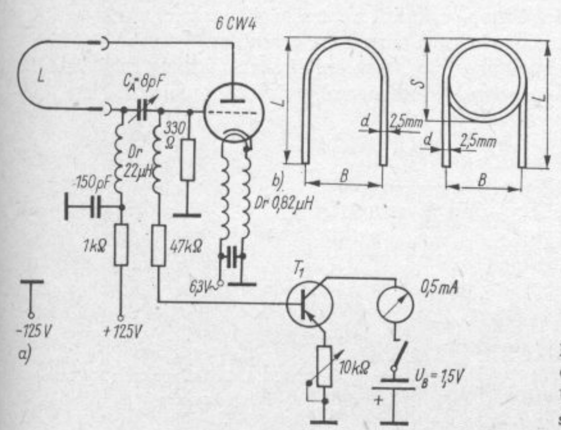


Bild 31.3
Grid-Dip-Meter für VHF und UHF; a – Schaltbild, b – Bemessungsskizze für die Steckspulen

Tabelle 31.3. Spulenabmessungen für UHF-Griddipper nach Bild 31.3.

Frequenzbereiche	Abmessungen laut Skizze Bild 31.3.b			
	L	*S*	*B*	*d*
270 ··· 325 MHz	70 mm	17,5 mm	13 mm	2,5 mm Durchmesser
315 ··· 375 MHz	80 mm	–	13 mm	2,5 mm Durchmesser
370 ··· 460 MHz	50 mm	–	13 mm	2,5 mm Durchmesser
415 ··· 515 MHz	42 mm	–	13 mm	2,5 mm Durchmesser
445 ··· 565 MHz	32 mm	–	13 mm	2,5 mm Durchmesser
545 ··· 730 MHz	13 mm	–	13 mm	2,5 mm Durchmesser

Es soll nach Möglichkeit versilberter Kupferdraht verwendet werden.

verstimmung und damit eine Erhöhung der Meßunsicherheit. Deshalb bevorzugt man Anordnungen, die ohne großen Mehraufwand die Anzeigeempfindlichkeit vergrößern. Bild 31.4. zeigt eine erprobte Schaltung mit der Doppeltriode *ECC82* (*DARC*-Standardschaltung 1). Das linke Triodensystem schwingt als normaler *Colpitts*-Oszillator und unterscheidet sich in keiner Weise von den bisher angegebenen Anordnungen. Die 2. Triode arbeitet als Röhrenvoltmeter in einer Brückenschaltung, wobei ihr Innenwiderstand einen Brückenzweig darstellt. Brückengleichgewicht wird bei schwingendem Oszillator mit P_1 eingestellt. Bei der Resonanzmessung verändert sich der Schwingzustand der Oszillatorröhre durch Energieentzug, was eine Verminderung des Gitterstromes und damit der am Spannungsteiler R_1–R_2 auftretenden Gittervorspannung zur Folge hat. Da diese im Resonanzfall verminderte Vorspannung auch am Steuergitter des 2. Röhrensystems wirksam wird, verändert sich sein Innenwiderstand; die Brücke kommt aus dem Gleichgewicht. Es erfolgt deshalb auch bei sehr loser Kopplung mit dem Meßobjekt im Resonanzfall ein empfindlicher positiver Ausschlag des Anzeigeinstrumentes.

Eine weitere Version mit noch etwas geringerem Aufwand zeigt Bild 31.5. In diesem Fall ist das linke Triodensystem einer *ECC83* wieder als *Colpitts*-Oszillator geschaltet. Das 2. Röhrensystem bildet einen Gleichstromverstärker, wobei ein Gleichspannungsvoltmeter als Anzeigeinstrument und als Arbeitswiderstand dient. Der Meßbereich des Spannungsmessers soll etwa der Größe der verwendeten Anodenspannung entsprechen (z. B. 250 V). Da die Spannung weder unter 0 V absinken noch über die maximale Betriebsspannung ansteigen kann, ist das Meßinstrument vor jeglicher Überlastung geschützt.

Auch bei dieser Schaltung zeigt sich der Resonanzdip durch einen positiven Aus-

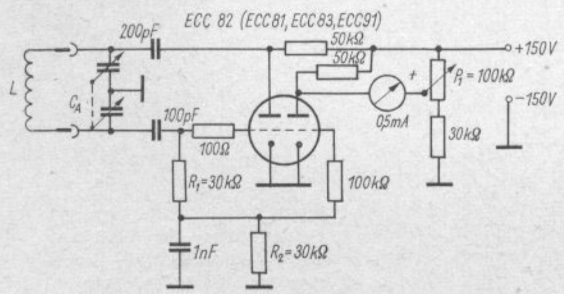


Bild 31.4. Griddipper mit Röhrenvoltmeter

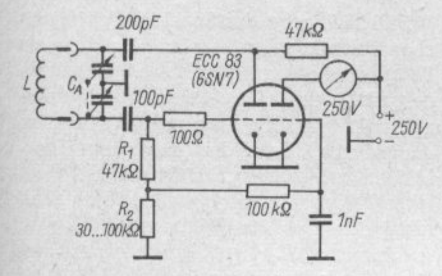


Bild 31.5. Griddipper mit Gleichstromverstärker

schlag des Voltmeters. Die Anzeigeempfindlichkeit ist gut, sie kann noch erhöht werden, wenn man das Anzeigeinstrument auf einen kleineren Spannungsmeßbereich umschaltet. Für die erstmalige Einstellung wird der Spannungsteiler R_1–R_2 durch ein Potentiometer (200 kΩ) ersetzt. Dieses stellt man bei schwingendem *Colpitts*-Oszillator so ein, daß das Anzeigevoltmeter etwa $^1/_4$ der maximal vorhandenen Anodengleichspannung anzeigt. Die eingestellten Spannungsteilerwiderstandswerte mißt man mit einem Ohmmeter und ersetzt dann das Potentiometer durch passende Festwiderstände. Damit ist das Gerät betriebsfertig. Selbstverständlich genügt es, wenn man ein ansteckbares Anzeigevoltmeter benutzt; es kann dann jeder beliebige Vielfachspannungsmesser im entsprechenden Meßbereich verwendet werden.

Für die Schwingkreisbemessung beider Schaltungen haben die Tabellen 31.1. und 31.2. Gültigkeit.

31.1.4. Transistor-Dip-Meter

Mit Halbleitern bestückte Resonanzmesser haben neben kleinen Abmessungen den besonderen Vorzug der Netzunabhängigkeit. Das läßt sie für die Verwendung bei Antennenmessungen als besonders geeignet erscheinen. Leider wird aber diese Einsatzmöglichkeit sehr eingeschränkt; denn als Hochfrequenzgenerator für die Speisung von Impedanzmeßbrücken kann man einen Transistoroszillator im allgemeinen nicht verwenden, weil die Energieabgabe bei den handelsüblichen HF-Transistortypen zu gering ist.

Bild 31.6. zeigt die Schaltung eines Transistordippers für den Kurzwellenbereich, der im Oszillator mit dem HF-Transistor *GF131* bestückt ist. Die Schwingungserzeugung erfolgt kapazitiv zwischen Kollektor und Emitter, so daß man auch in diesem Fall nur eine einfache, unangezapfte Schwingkreisspule benötigt. Die Schwingspannung wird von einer Halbleiterdiode gleichgerichtet und gelangt als gesiebte Gleichspannung an die Basis eines Transistorgleichstromverstärkers. Resonanz mit dem Meßobjekt wird als Gleichstromdip vom Drehspulindikator (100 µV Vollausschlag) angezeigt. Bei 6 V Speisespannung beträgt der Stromverbrauch etwa 3 mA. Transistordipper benötigen immer einen Anzeigeverstärker; das gilt auch für die neueren Versionen, die im Oszillator mit einem Feldeffekttransistor oder mit einer Tunneldiode bestückt sind.

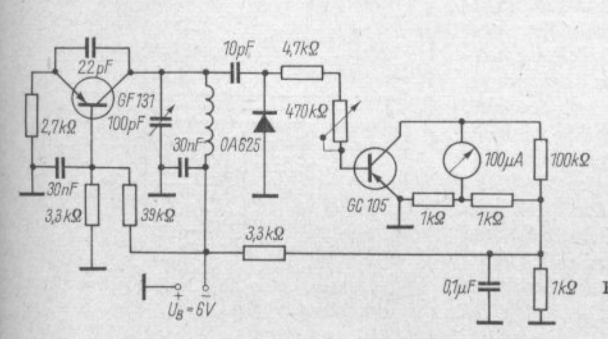


Bild 31.6. Transistordipper mit Anzeigeverstärker

31.2. Richtkoppler und Reflektometer

Zur Messung des Stehwellenverhältnisses auf der Speiseleitung und damit des Grades der Anpassung sind Richtkoppler und Reflektometer besonders gut geeignet. Man baut sie ausschließlich in Koaxialtechnik auf. Zwischen einem Richtkoppler und dem Reflektometer besteht kein grundsätzlicher Unterschied. Beide arbeiten nach dem gleichen Meßprinzip; das Reflektometer bietet lediglich einen größeren Bedienungskomfort. Zur Herstellung solcher Anzeigegeräte für stehende Wellen werden keine schwierig zu beschaffenden Spezialteile benötigt.

Bei mechanisch präzisem und elektrisch zweckmäßigem Aufbau liefern sie auch im VHF-Bereich brauchbare Meßergebnisse.

Wie bereits in Abschnitt 5.2. näher erläutert wurde, ist auf der Speiseleitung im Fall der Anpassung nur eine zur Antenne *hinlaufende* Welle vorhanden. Bei Fehlanpassung tritt Reflexion auf, das bedeutet, daß die hinlaufenden Wellen von reflektierten – rücklaufenden – Wellen überlagert werden: die Speiseleitung führt stehende Wellen. Der Richtkoppler dient je nach Durchflußrichtung zum Nachweis der hinlaufenden oder der rücklaufenden Wellen. Das Reflektometer besteht aus der Kombination zweier Richtkoppler, es kann gleichzeitig die Spannung der hinlaufenden und die der rücklaufenden Wellen ohne Umkehrung der Einbaurichtung messen.

Im Prinzip handelt es sich beim Richtkoppler um einen kurzen koaxialen Leitungsabschnitt, dessen Wellenwiderstand dem der verwendeten Speiseleitung entspricht. Im wellenführenden Innenraum dieses Leitungsabschnittes befindet sich parallel zum Innenleiter eine Meßschleife, die – je nach Einbaurichtung des Geräts – entweder nur aus der hinlaufenden Welle oder nur aus der rücklaufenden Welle eine bestimmte Spannung auskoppelt. Diese HF-Spannung wird mit einer Diode gleichgerichtet und von einem empfindlichen Drehspulmeßwerk angezeigt.

Bild 31.7. zeigt das Schaltbild eines solchen Richtkopplers, wobei der koaxiale Leitungsabschnitt teilweise aufgeschnitten dargestellt ist. Der koaxiale Leitungsabschnitt als Hauptzweig wird von dem Außenleiter AL und dem Innenleiter IL gebildet. Der Meßzweig besteht aus dem Meßleiter ML im Innenraum der Koaxialleitung, der über den Widerstand R_A zum Außenleiter AL abgeschlossen ist. Am anderen Ende der Koppelschleife ML wird die ausgekoppelte Hochfrequenz von einer Halbleiterdiode gleichgerichtet und am Meßinstrument angezeigt.

C_s siebt die Gleichspannung, R_i dient lediglich zum Regeln der Anzeigeempfindlichkeit.

Ist die Speiseleitung fehlangepaßt, so fließt auf dem Innenleiter IL der zur Antenne hinlaufende Strom I_h und auch – bedingt durch die Reflexion im Fall der Fehlanpassung – ein zum Sender rücklaufender Strom I_r. Da die HF-Ströme I_h und I_r gegenläufig sind, ergibt sich der resultierende Strom I_Z als Differenz aus $I_h - I_r$. Dagegen ist die zwischen Innenleiter IL und Außenleiter AL herrschende HF-Spannung U_Z gleich der Summenspannung aus U_h und U_r.

Der Meßleiter ML ist sowohl kapazitiv als auch induktiv mit dem Innenleiter IL verkoppelt. Aus der vorhandenen Summenspannung U_Z wird durch kapazitive Kopplung eine Teilspannung U_c zum Meßleiter induziert, die einen entsprechenden HF-Stromfluß im Meßzweig verursacht. Da U_Z

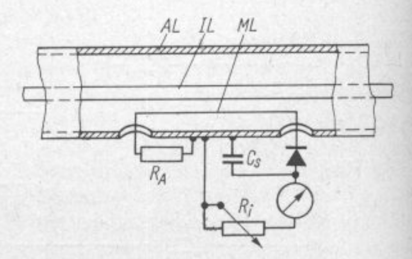


Bild 31.7. Der prinzipielle Aufbau eines Richtkopplers

eine Summenspannung darstellt, ist auch die Größe des von ihr hervorgerufenen Stromes unabhängig davon, welchen Spannungsanteil die hinlaufende Welle und die rücklaufende Welle an der Gesamtspannung U_Z hat. Anders verhält es sich mit dem HF-Strom, der gleichzeitig durch die induktive Kopplung mit dem Innenleiter IL im Meßleiter ML zum Fließen kommt. Seine Größe und Richtung ist vom Antennenstrom I_Z abhängig, der als Differenzstrom aus $I_h - I_r$ auftritt. Da im Meßzweig die durch kapazitive Kopplung und die durch induktive Kopplung hervorgerufenen Ströme gleichzeitig vorhanden sind, können sie sich in Abhängigkeit von ihrer Phasenlage – je nach Richtung des Stromes I_Z auf dem Innenleiter – entweder addieren oder einander entgegenwirken.

Es wird vorausgesetzt, daß die Meßschleife in ihrer Länge und im Abstand vom Innenleiter IL so bemessen ist, daß im Fall vollkommener Anpassung die durch kapazitive und die durch induktive Kopplung im Meßleiter hervorgerufenen Ströme gleich groß sind. Je nach Polung der Meßschleife bzw. Einbaurichtung des Richtkopplers werden sie sich nun entweder addieren oder einander aufheben. Bei Fehlanpassung ist die Gleichheit der beiden zur Meßschleife induzierten Ströme nicht mehr gegeben, und es fließt bei jeder Polungsrichtung des Meßzweiges ein bestimmter Differenzstrom, aus dessen Größe der Grad der Anpassung abgeleitet werden kann.

31.2.1. Die Kennwerte des Richtkopplers

Als die *Hauptrichtung* eines Richtkopplers bezeichnet man die Einbaurichtung, bei der vom Meßzweig die Spannung der zur Antenne hinlaufenden Welle gemessen wird *(Vorlauf)*. Die Spannung der rücklaufenden Welle *(Rücklauf)* zeigt der Richtkoppler an, wenn man seine Einbaurichtung umkehrt und ihn in *Gegenrichtung* betreibt. Beim Reflektometer sind zwei entgegengesetzt gepolte Meßzweige vorhanden, so daß ohne Änderung der Einbaurichtung gleichzeitig der Vorlauf und der Rücklauf gemessen werden kann.

Zwischen der Meßschleife ML und dem Innenleiter IL besteht die Kapazität C_i, gleichzeitig herrscht aber auch zwischen ML und dem Außenleiter AL die Kapazität C_a. Beide Kapazitäten bilden einen Spannungsteiler und bestimmen somit die auf dem Meßleiter vorhandene Teilspannung U_c

$$U_c = U_Z \cdot \left(\frac{C_a}{C_i + C_a} \right). \qquad (31.1.)$$

Der *Koppelfaktor ak* eines Richtkopplers ist der Quotient aus der zum Meßkreis ausgekoppelten Spannung U_c und der im Hauptzweig bei Anpassung vorhandenen Spannung U_Z

$$ak = \frac{U_c}{U_Z}. \qquad (31.2.)$$

Für Welligkeitsmessungen braucht man nicht den genauen Wert des Koppelfaktors *ak* zu kennen. Er ist immer < 1 und hängt bei gegebenem Hauptzweig von der Lage und den Abmessungen des Meßleiters ab.

Den wichtigsten Kennwert eines Richtkopplers stellt der *Richtfaktor ad* dar. Man ermittelt ihn, indem der Richtkoppler in Gegenrichtung betrieben wird, wobei sein Ausgang nicht mit der Antenne abgeschlossen ist, sondern mit einem reflexionsfreien Widerstand, dessen Widerstandswert dem Wellenwiderstand des Richtkopplers entspricht. Es herrscht demnach Anpassung. Da in diesem Betriebsfall keine rücklaufenden Wellen vorhanden sind, dürfte im Meßzweig auch keine Rücklaufspannung angezeigt werden. Trotzdem erscheint am Meßausgang noch eine Fehlerspannung U_f, die aus der vorlaufenden Welle herrührt und deshalb darauf hinweist, daß das Unterscheidungsvermögen des Richtkopplers zwischen vorlaufender und rücklaufender Welle nicht vollkommen ist. Dieses Unterscheidungsvermögen drückt man mit dem

Richtfaktor *ad* aus

$$ad = \frac{U_r}{U_e} = \frac{U_r}{U_Z} \cdot \frac{1}{ak}. \qquad (31.3.)$$

Je größer der Richtfaktor ist, desto größer wird der Meßfehler. Als »gut« kann man Richtkoppler (bzw. Reflektometer) mit Richtfaktoren zwischen 0,01 und 0,1 bezeichnen. Bei Selbstbaugeräten sind die Richtfaktoren häufig größer. Die Ursachen lassen sich vorwiegend auf mangelhafte Konstruktion oder fehlerhaften Nachbau zurückführen. Schlechte Richtdämpfung kann aber auch vorgetäuscht werden, wenn

- die Meßfrequenz (Sendefrequenz) einen großen Oberwellenanteil mit sich führt,
- der Ausgang des Richtkopplers falsch abgeschlossen wird,
- der Abschlußwiderstand für die Meßfrequenz nicht reell ist.

Fehlmessungen können sich ergeben, wenn zwischen Skalenteilung des Meßinstrumentes und angelegter Spannung keine Proportionalität besteht. Die Kennlinie einer Halbleiterdiode verläuft nicht linear, deshalb kann auch die lineare Skalenteilung des Drehspulmeßwerkes nicht beibehalten werden. Es empfiehlt sich, das Anzeigegerät in Verbindung mit der vorgesehenen Meßdiode neu zu eichen. Dabei darf man Gleichspannung verwenden, die Skalenteilung kann in relativen Einheiten ausgeführt sein. Um das Meßinstrument auch für andere Zwecke nutzen zu können, führt man es häufig ansteckbar aus. In diesem Fall wird die ursprüngliche Skalenteilung nicht verändert, man fertigt sich statt dessen eine Eichkurve, die in Verbindung mit der Meßdiode Gültigkeit hat.

Auch die Einbaustelle des Richtkopplers oder des Reflektometers hat Einfluß auf die Genauigkeit der Stehwellenanzeige. Aus praktischen Gründen hält man bei einer Sendeanlage im allgemeinen die Reihenfolge Senderendstufe–*Collins*-Filter–Reflektometer–Speiseleitung–Antenne ein. Besteht Fehlanpassung am Antennenfußpunkt, erfolgt dort die Reflexion, und die rücklaufende Welle bewegt sich über die Speiseleitung wieder zum Senderausgang.

Da die Speiseleitung verlustbehaftet ist, wird die rücklaufende Welle auf ihrem Weg gedämpft. Das Reflektometer ist fast am Ende dieses Rückweges angeordnet, es kann somit nur eine gedämpfte rücklaufende Welle anzeigen, und man mißt deshalb ein günstigeres Stehwellenverhältnis, als in Wirklichkeit vorliegt. Soll exakt gemessen werden, muß man das Reflektometer in unmittelbarer Nähe des Antennenfußpunktes einschleifen; die richtige Reihenfolge würde demnach lauten: Senderendstufe – *Collins*-Filter – Speiseleitung–Reflektometer–Antenne.

Ein brauchbares Nomogramm, in dem die Dämpfung der rücklaufenden Welle in Abhängigkeit von der Kabeldämpfung und der Größe der Welligkeit dargestellt ist, zeigt Bild 31.8.

Beispiel
Eine Sendeantenne für das 2-m-Band wird über ein 25 m langes Koaxialkabel vom Typ *60-7-2* gespeist. Am Anfang des Speisekabels mißt man eine Welligkeit s_a von 2,0. Die wirkliche Welligkeit, die am Speise-

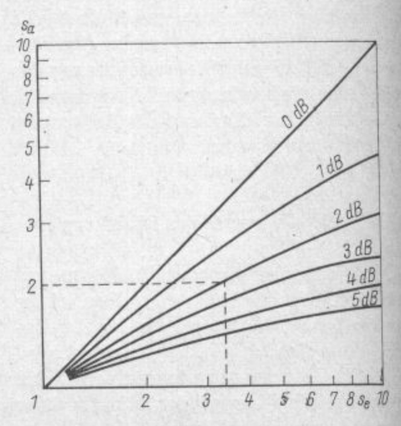


Bild 31.8. Der Welligkeitsfaktor s_e am Speiseleitungsende in Abhängigkeit vom Welligkeitsfaktor s_a am Speiseleitungsanfang und der Kabeldämpfung in dB (Beispiel gestrichelt eingezeichnet)

leitungsende als s_e zu messen wäre, soll festgestellt werden.

Zunächst wird aus der Kabelliste (s. Tabelle 34.16.) für den Typ *60-7-2* der Wert der Dämpfung bei 150 MHz mit rund 8 dB/100 m entnommen. Für 25 m Kabellänge ergibt sich somit eine Dämpfung von 2 dB. Vom Welligkeitsfaktor $s_a = 2$ auf der Ordinate in Bild 31.8. geht man nun waagrecht bis zum Schnittpunkt mit der 2-dB-Dämpfungskurve und liest auf der Abszisse die wirkliche Welligkeit $s_e = 3{,}4$ ab. Dieses Beispiel ist gestrichelt eingezeichnet.

Das Nomogramm bietet auch die Möglichkeit, die Kabeldämpfung abzuschätzen, wenn s_a und s_e bekannt sind.

31.2.2. Reflektometerschaltungen und ihre praktische Ausführung

Der einfache Richtkoppler wird von Funkamateuren kaum angewendet. Da der Selbstbau eines Stehwellenmeßgerätes die Regel ist und der Mehraufwand für ein Reflektometer praktisch nur aus einer Halbleiterdiode und gegebenenfalls aus einem einfachen Umschalter besteht, werden ausschließlich die in der Handhabung bequemeren Reflektometerschaltungen beschrieben. Die grundsätzliche Darstellung eines Reflektometers zeigt Bild 31.9. Alle anderen Schaltungen oder Ausführungen können auf diese Grunddarstellung zurückgeführt werden. Die Unterschiede beziehen sich vorwiegend auf mechanische Abwandlungen und auf geringfügige Schaltungsveränderungen im Meßzweig. Bei einem Vergleich zwischen Bild 31.7. und Bild 31.9. ist leicht zu erkennen, daß das Reflektometer einen Richtkoppler mit doppeltem Meßzweig darstellt.

Bei den nachstehenden Reflektometervarianten handelt es sich um vielfach erprobte Amateurkonstruktionen, die auch in der einschlägigen Literatur ausführlich beschrieben werden. Hinsichtlich der Anzeigegenauigkeit können sie jedoch nicht mit industriell hergestellten Präzisionsmeßgeräten konkurrieren. Die Herstellungskosten sind jedoch bei Eigenaufbauten wesentlich geringer. Darüber hinaus reichen für den Amateur relative Messungen im allgemeinen aus, und für den Antennenabgleich genügt es häufig schon, wenn das Selbstbau-Reflektometer lediglich anzeigt, ob durch bestimmte Maßnahmen die Welligkeit auf der Speiseleitung größer oder kleiner wird. Damit soll nicht gesagt werden, daß alle Amateurkonstruktionen mangelhaft sind; bei hochfrequenztechnisch sinnvollem, präzisem Aufbau und nachfolgender Eichung erreicht man Anzeigegenauigkeiten, die auch hohen Anforderungen genügen können. Wer sich jedoch über Wirkungsweise und Anwendung eines Stehwellenanzeigers nicht im klaren ist (s. Abschn. 31.2.1.), kann auch mit einem Präzisionsreflektometer erhebliche Fehlwerte messen.

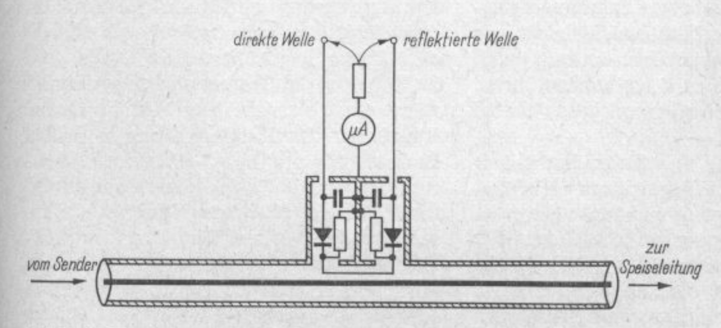


Bild 31.9. Grundsätzliche Darstellung eines Reflektometers

31.2.2.1. *Das Mickeymatch*

Ein etwas primitiv anmutendes, jedoch sehr brauchbares Anzeigegerät für stehende Wellen auf koaxialen Kabeln ist das *Mickeymatch*. Es wird teilweise auch als *Monimatch* bezeichnet. Dieser Name weist auf die vorwiegende Verwendung des Reflektometers im Monitorbetrieb hin, d.h., daß es als Betriebsmeßgerät dauernd in die Speiseleitung eingeschaltet bleibt. Es ist billig, läßt sich schnell und einfach aufbauen und bringt auf allen Kurzwellenbändern für die Praxis ausreichende Meßergebnisse. Im Prinzip handelt es sich bei diesem in Bild 31.10. dargestellten Gerät um ein mechanisch stark vereinfachtes Reflektometer, bei dem sogar die im allgemeinen erforderliche 2. Meßdiode eingespart wurde. Zum Bau benötigt man ein 160 mm langes Stück Koaxialkabel des gleichen Wellenwiderstandes, wie er für die Speiseleitung vorgesehen ist (gleicher Kabeltyp nicht erforderlich). Günstig wäre ein möglichst dickes Kabel, da es sich leichter bearbeiten läßt. Zuerst wird der äußerste Isolierstoffmantel (PVC-Mantel) auf eine Länge von 140 mm entfernt. Dabei ist zu beachten, daß an den Kabelenden noch je 10 mm des Isolierstoffmantels stehenbleiben (s. Bild 31.10. a). Der nun folgende Kniff verlangt etwas Geduld und Fingerspitzengefühl: Ein dünner, isolierter Draht muß zwischen metallischen Außenleiter und Dielektrikum geschoben werden, sozusagen als 2. Innenleiter. Im allgemeinen läßt sich der Außenleiter aus Kupferdrahtgeflecht etwas zusammenschieben. Dann ist es verhältnismäßig leicht, mit Hilfe eines geeigneten Instrumentes (z.B. Häkelnadel) den Draht hindurchzuführen. Ein auf diese Weise hergerichtetes Kabel zeigt Bild 31.10. a.

Bei Verwendung von Koaxialkabel mit speckartigem Volldielektrikum *(Polyisobutylen)* gibt es eine sehr einfache Möglichkeit für die Festlegung des Meßleiters. Man entfernt den Außenschutzmantel (PVC) und schiebt dann den Außenleiter unter leichtem Zusammendrücken vorsichtig vom Dielektrikum herunter. In die nunmehr

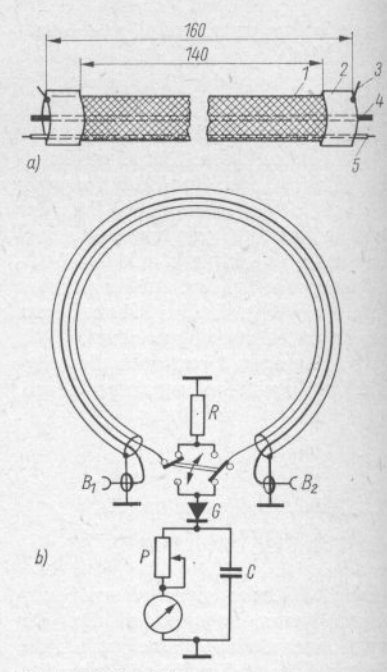


Bild 31.10. Das Mickeymatch;
a – Das Kabelstück
1 – Außenleiter (Cu-Drahtgeflecht),
2 – Rest des PVC-Mantels, 3 – Anschluß Außenleiter, 4 – Innenleiter, 5 – isolierter Draht unter dem Außenleiter
b – Gesamtschaltung des Gerätes

freiliegende Isoliermasse schneidet man eine Längskerbe, in die sich der Meßleiter gerade noch straff einlegen läßt. Für kurze Leitungsführung wird das Kabelstück zu einer Schleife gebogen, so daß sich die beiden Enden gegenüberstehen. Nach Bild 31.10. b, das die Gesamtschaltung des Gerätes zeigt, versieht man den »echten« Innenleiter des Kabels an seinen beiden Enden bei B_1 und B_2 mit passenden Armaturen (Koaxialbuchsen bzw. Koaxialstekker), die ein einfaches Einschleifen des Kabelstückes in den Weg der Energieleitung gestatten, ohne daß dabei Stoßwellen auftreten. Die nachträglich eingeführte Meßschleife verbindet man gemäß der Schaltung auf kürzestem Weg mit den ent-

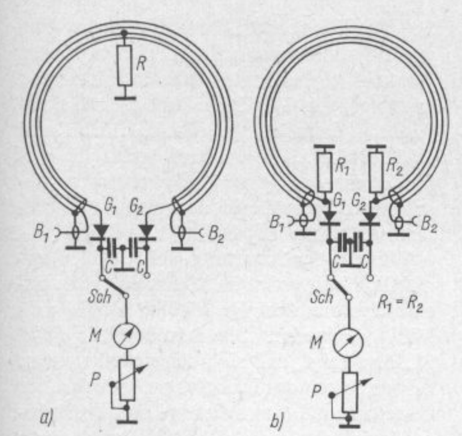


Bild 31.11. Schaltungsvarianten im Meßzweig eines Mickeymatch

sprechenden Anschlüssen eines verlustarmen Umschalters. *R* ist ein ungewendelter Kohleschichtwiderstand von 30 bis 150 Ω (Widerstandswert nicht kritisch) und geringer Belastbarkeit. Zweckmäßig bildet man *R* als Parallelschaltung mehrerer Einzelwiderstände aus, weil durch diese Maßnahme die Gesamtinduktivität dieses Abschlußwiderstandes vermindert wird. *G* ist eine handelsübliche HF-Germaniumdiode (z.B. *OA 705*), die den ausgekoppelten HF-Anteil gleichrichtet. Die Siebung erfolgt durch den Scheibenkondensator *C* mit 2 bis 10 nF *(Epsilan)*. Das Potentiometer P dient als veränderbarer Vorwiderstand für das Anzeigeinstrument. Da die Belastung sehr gering ist, genügt eine Kleinstausführung mit linearer Regelkennlinie. Der Widerstandswert hängt von der Größe der ausgekoppelten Spannung und von der Empfindlichkeit des verwendeten Meßinstrumentes ab. Brauchbare Mittelwerte sind 50 oder 100 kΩ. Als Anzeigeinstrument kann jedes Drehspulmeßwerk verwendet werden, dessen Endausschlag zwischen 0,1 und 1 mA liegt.

Bei dieser Schaltung nach Bild 31.10. verwendet man einen Umschalter im Hochfrequenzteil des Meßzweiges und spart damit eine Germaniumdiode ein. Die Zuleitungen zum Umschalter und der Umschalter selbst rufen schädliche Zusatzinduktivitäten hervor, die bei Verwendung des Gerätes in den Kurzwellenbändern gerade noch tragbar sind.

Für den Einsatz im VHF-Bereich ist eine solche Ausführung jedoch unbrauchbar. Günstiger sind die Schaltungsvarianten nach Bild 31.11., bei denen sich im HF-Teil des Meßzweiges nur der Meßleiter und die Abschlußwiderstände befinden. Hinter den beiden Dioden ist die Schaltung völlig unkritisch, weil sie nur noch Gleichspannungen führt.

Bei der Schaltung (Bild 31.11.a) muß man beachten, daß der beiden Meßzweigen gemeinsame Abschlußwiderstand *R* genau an die geometrische Mitte der Meßschleife angeschlossen wird. In dem zu dieser Schaltung gehörigen Aufbauvorschlag (Bild 31.12.) ist *R* in zwei Einzelwiderstände aufgeteilt. Ein geeigneter Wert für *R* beträgt etwa 120 Ω; somit bedingt die Parallelschaltung zweier Einzelwiderstände Werte von je 240 Ω (oder auch 2 × 220 Ω nach *IEC*-Norm). Beim Anschalten von *R* ist auf kurze Leitungsführung zu achten, insbesondere soll der Abschlußwiderstand ganz knapp an die Anzapfung des Meßleiters angelötet werden. Lageveränderungen der Erdpunkte dieser Abschlußwiderstände und andere Widerstandswerte können den Richtfaktor verbessern. Auch die beiden Dioden sollen so kurz als möglich an die Enden des Meßleiters gelötet werden; um schädliche Überhitzung zu vermeiden,

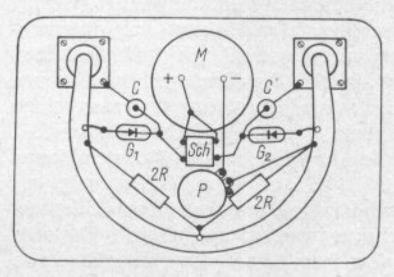


Bild 31.12. Aufbauvorschlag für ein Mickeymatch nach Bild 31.11.a

lötet man möglichst kurzzeitig und faßt dabei den Diodenanschlußdraht mit einer Flachzange, die die Wärme schnell abführt. Es sind möglichst gepaarte Dioden zu verwenden, die man auch selbst mit Gleichspannung hinsichtlich Kennliniengleichheit ausmessen kann. Der Typ *OA 705* ist gut geeignet, es lassen sich aber auch fast alle anderen HF-Typen einsetzen. Bei Verwendung von Koaxialbuchsen aus Fernsehempfängern kann man sehr einfach einen stoßstellenfreien Übergang zur Kabelschleife schaffen. Für die Herstellung der Kabelschleife eignet sich der Leitungstyp *60-7-3* besonders gut (60-Ω-Koaxialkabel mit Lufträumen).

Bei der Schaltungsvariante (Bild 31.11.b) verzichtet man auf eine Mittenanzapfung der Meßschleife; an Stelle der Mittenanzapfung werden zwei Abschlußwiderstände (R_1 und R_2 je etwa 60 Ω) benötigt. Elektrisch entspricht diese Meßanordnung der nach Bild 31.9.

Der Abgleich und die Eichung von Reflektometern wird in Abschnitt 31.2.2.3. für alle Ausführungen gemeinsam besprochen.

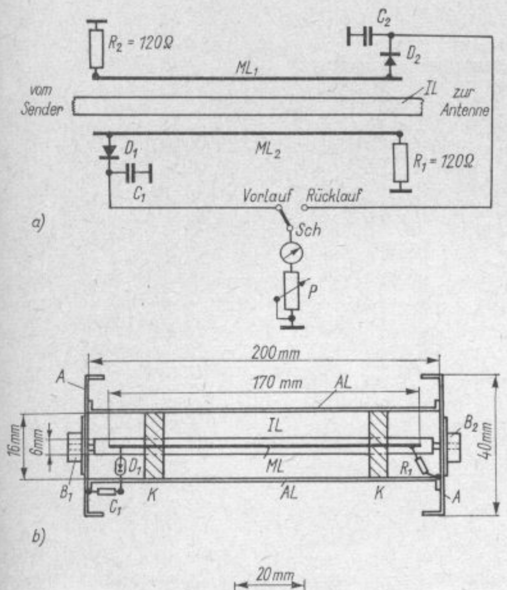
31.2.2.2. *Reflektometerausführungen mit starren Leitern*

Vom Mickeymatch mit seinem flexiblen Leiterabschnitt kann man keine hohe Meßgenauigkeit erwarten; außerdem ist die Meßschleife für nachträgliche Änderungen schwer zugänglich, so daß es Schwierigkeiten bereitet, beim Abgleich optimale Werte einzustellen. Höhere Anzeigegenauigkeiten und bessere Abgleichmöglichkeiten gewährleisten Ausführungen mit starren Leitern. Ihre Herstellung erfordert einen etwas größeren mechanischen Aufwand.

Eine der einfachsten Konstruktionen zeigt Bild 31.13. Der Hauptzweig als Nachbildung eines koaxialen Leitungsabschnittes besteht aus einem stab- oder rohrförmigen Innenleiter IL mit 6 mm Durchmesser, während der Außenleiter AL aus zwei rechteckigen Blechen von je 200 mm Länge und 20 mm Breite gebildet wird. Beide Bleche befinden sich in 16 mm Abstand gegenüber, so daß ein Innenraum mit zwei gegenüberliegenden offenen Seitenflächen entsteht (s. Bild 31.13.b und Bild 31.13.c). Die Außenleiterbleche verbindet man an ihren Enden mit den Abschlußblechen A, auf denen die Koaxialbuchsen B_1 und B_2 befestigt sind.

Wie aus der Schaltung (Bild 31.13.a) ersichtlich ist, werden im Meßzweig zwei voneinander unabhängige Meßleiter ML_1 und ML_2 verwendet. Die Schnittskizze (Bild 31.13.c) zeigt, daß sich diese Meßleiter an beiden Seiten des Innenleiters befinden. Sie bestehen aus 1,6 mm dicken Drähten, Fahrradspeichen eignen sich auf Grund ihrer mechanischen Starrheit gut. Die Meßleiter werden in zwei Kunststofformstücken K so gehaltert, daß geringe Lageveränderungen möglich sind. Dadurch kann beim Abgleich die erforderliche Parallelität mit dem Innenleiter IL und der günstigste Abstand (etwa 6 mm) eingestellt werden. Die Formstücke K bestehen aus einem verlustarmen Isolierstoff (z.B. *Piacryl* oder *Polyäthylen*), sie stützen außerdem den Innenleiter IL und die beiden Außenleiterbleche AL mechanisch ab. Die beiden 40 × 40 mm großen Abschlußbleche A sind auf ihrem Umfang abgewickelt, so daß das Aufschrauben von Abschirmblechen ermöglicht wird.

Mit den angegebenen Dimensionen beträgt der Wellenwiderstand des Reflektometers 60 Ω. Die mechanische Länge des Reflektometers kann nach Bedarf verlängert oder verkürzt werden. Je niedriger die Betriebsfrequenz ist, desto größer muß die Durchflußleistung sein, um noch Vollausschlag am Anzeigeinstrument einstellen zu können. Wenn z.B. beim 10-m-Betrieb eine Durchflußleistung von 1 W im Hauptzweig ausreicht, müssen bei 80 m Wellenlänge etwa 8 W vorhanden sein, um ebenfalls Endausschlag für die Durchflußrichtung zu erhalten. Dieser Unterschied ist durch die Relation der Betriebswellenlänge zur Länge des Meßleiters in λ bedingt. Deshalb erhält man auch durch Verlängerung des Meßleiters eine Erhöhung der Anzeige-



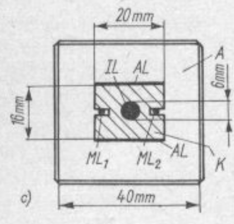


Bild 31.13
Reflektometer mit streifenförmigem Außenleiter; a – Schaltbild der Meßzweige (Außenleiter des Hauptzweiges ist nicht eingezeichnet), b – mechanische Ausführung (Längsschnitt), c – mechanische Ausführung (Querschnitt)

spannung. Ein längerer Meßleiter erfordert aber, daß man die mechanische Länge des Leitungsabschnittes vergrößern muß, ohne dabei jedoch die übrigen Dimensionen zu verändern.

Eine bei Funkamateuren besonders beliebte Variante des Reflektometers zeigt Bild 31.14. Der Außenleiter AL des Hauptzweiges wird in diesem Fall von einem U-förmig abgewinkelten Kupferblech gebildet; es ist nur ein Meßleiter ML vorhanden, der sich an der offenen Längsseite des Außenleiterschachtes befindet (siehe Bild 31.14.b). In seiner geometrischen Mitte wird er über den Abschlußwiderstand R an Masse (Außenleiterpotential) gelegt; somit werden mit einem Meßleiter zwei Meßzweige gebildet. R ist ein induktionsarmer, möglichst ungewendelter Kohleschichtwiderstand, er wird allgemein mit 60 Ω angegeben. Sein optimaler Wert hängt vom Wellenwiderstand des Meßleiters ML und deshalb vorwiegend vom Abstand/Durchmesser-Verhältnis IL/ML bzw. D_1/D_2 ab. Man kann somit einem derartigen Reflektometer durch geringfügige Veränderungen des Widerstandswertes von R oftmals »den letzten Schliff« geben. Die Induktivitätsarmut von R stellt das Kriterium für die Brauchbarkeit bei hohen Frequenzen dar. Da sich die Gesamtinduktivität bei der Parallelschaltung mehrerer Einzelinduktivitäten verringert (*Kirchhoff*sches Gesetz), ist es günstig, wenn R aus mehreren Einzelwiderständen gebildet wird. Es kann z.B. ein induktionsarmer Widerstand von 60 Ω hergestellt werden, wenn man vier Einzelwiderstände zu je 240 Ω/0,1 W parallel-

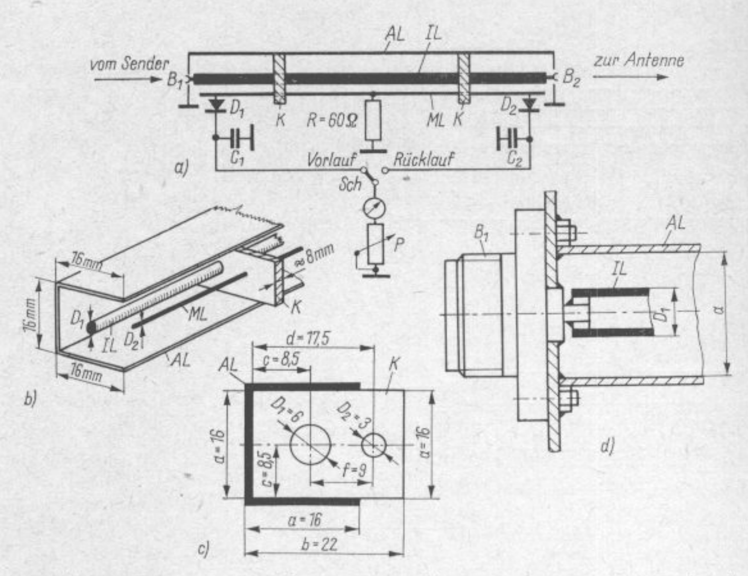


Bild 31.14. Reflektometer mit U-förmigem Außenleiter; a – Prinzipschaltbild, b – Anschauungsskizze (ohne Abschlußblech und Buchse), c – Schnittzeichnung (zugleich Maßskizze für Kunststoffhaltestege K), d – Teilzeichnung Abschlußblech mit Koaxialbuchse B_1 (Angaben in mm; Zeichnungen nicht maßstäblich)

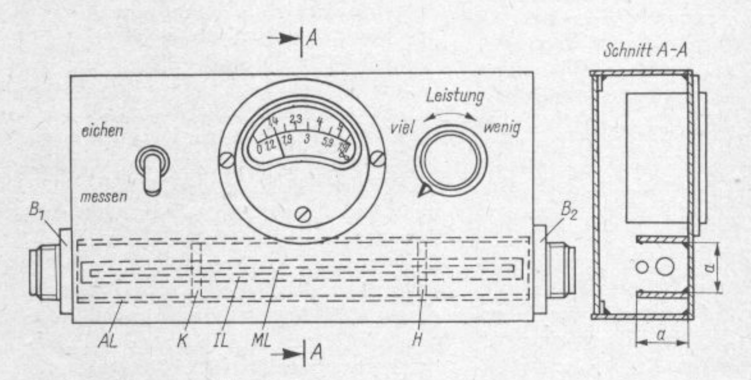


Bild 31.15. Aufbauvorschlag für das Reflektometer aus Bild 31.14. (nach *DM2AEO*)

schaltet. Dabei wird nur mit den Widerständen geschaltet, ihre Drahtenden sind extrem kurz! Es ist zu empfehlen, die erdseitigen Drahtenden der Widerstände, strahlenförmig um 90° versetzt auf die Innenseite des Außenleiters zu verteilen und diese dort anzulöten. Die mechanische Ausführung zeigt Bild 31.14. b bis d. Mit den angegebenen Dimensionen beträgt der Wellenwiderstand des Reflektometers 60 Ω. Dabei ist ein Innenleiterdurchmesser D_1 von 6 mm als Minimum zu betrachten; wählt man ihn

dünner, so wird die genaue Einhaltung der Abstandsverhältnisse und der Parallelität mit AL und ML nicht mehr garantiert. Dickere Innenleiter sind deshalb zu empfehlen. Andere Leiterdurchmesser setzten selbstverständlich voraus, daß auch die Außenleiterabmessungen a und der Abstand c im gleichen Verhältnis geändert werden; denn der Wellenwiderstand von 60 Ω muß erhalten bleiben.

Die Relationen für 60 Ω betragen: $D_1 : a = 1 : 2{,}66$; $D_1 : c = 1 : 1{,}41$. Bei einem Wellenwiderstand von 50 Ω haben folgende Verhältnisse Gültigkeit: $D_1 : a = 1 : 2$; $D_1 : c = 1 : 1{,}06$. Für 72 Ω Wellenwiderstand gilt schließlich: $D_1 : a = 1 : 2{,}9$; $D_1 : c = 1 : 1{,}54$. Die beiden Kunststoffhalterungen K stellt man aus etwa 8 mm dicken *Piacryl*-Platten oder aus ähnlichem verlustarmem Material her. Für die Länge des Außenleiters AL – und somit auch des Innenleiters IL und des Meßleiters ML – werden keine Maße angegeben, da diese in weiten Grenzen beliebig sein dürfen. Im allgemeinen beträgt die Länge 150 bis 300 mm. Sie richtet sich – wie schon erwähnt – nach der bevorzugten Betriebswellenlänge sowie nach der Empfindlichkeit des Anzeigeinstrumentes und hat innerhalb der angegebenen Grenzen keinen Einfluß auf die prinzipielle Funktion des Gerätes.

Eine häufig ausgeführte Konzeption des Gesamtaufbaues zeigt Bild 31.15. Sie ist nicht bindend; bei Bedarf kann z.B. der Gleichspannungsteil des Meßzweiges auch abgesetzt aufgebaut werden. Als vollwertiges Ausweichmaterial für die Herstellung des Außenleiters hat sich an Stelle von Blechen kupferkaschiertes Basismaterial für gedruckte Schaltungen gut bewährt. Solche Platten lassen sich leicht und sauber zuschneiden, ohne dabei deformiert zu werden. Zur Ausführung nach Bild 31.13. benötigt man nur zwei Streifen dieses Materials von 20 mm Breite; der U-förmige Außenleiter nach Bild 31.14. wird aus drei Streifen zusammengelötet. In beiden Fällen muß sich die Kupferkaschierung an der Innenseite des Außenleiters befinden.

Sicherlich gibt es für die mechanische Ausführung von Richtkopplern und Reflektometern eine Reihe von konstruktiven Lösungen, mit denen eine besonders hohe Meßgenauigkeit erreicht werden kann, die aber ihrerseits auch einen entsprechend großen Aufwand an mechanischer Präzisionsarbeit erfordern. Da jedoch die meisten Amateure den gesunden Standpunkt der Rationalität vertreten, nicht so gut wie *möglich*, sondern nur so gut wie *erforderlich* zu bauen, haben solche verbesserten Konstruktionen in der Amateurtechnik bisher keine Bedeutung erlangt.

31.2.2.3. *Abgleich und Eichung von Reflektometern*

Um ein Reflektometer abgleichen zu können, muß man seine »Antennenseite« (Buchse B_2) mit einem reellen 60-Ω-Widerstand abschließen. Die Reflektometerschaltung ist dann so belastet, daß die gesamte Durchflußleistung (hinlaufende Welle) im Abschlußwiderstand verbraucht wird und damit keine rücklaufende Welle reflektiert werden kann. Es besteht Anpassung, gekennzeichnet durch den Welligkeitsfaktor $s = 1$, wenn der auf »Rücklauf« geschaltete Meßzweig keine Spannung anzeigt. Aus verschiedenen Ursachen ist das bei den meisten Selbstbau-Reflektometern zunächst nicht der Fall, und man muß durch einen Abgleich versuchen, diesem Idealzustand möglichst nahezukommen.

Der Belastungswiderstand – man bezeichnet ihn auch als *künstliche Antenne*, *Kunstantenne* oder *Absorber* – muß in der Lage sein, die gesamte vom Sender gelieferte HF-Leistung in Wärme umzusetzen. Um mit Widerständen kleiner Belastbarkeit auszukommen, wird man den Abgleichvorgang mit herabgesetzter Senderleistung durchführen. Einen sehr brauchbaren und wenig kostspieligen Lastwiderstand zeigt Bild 31.16. Er besteht aus der Parallelschaltung von vier Kohleschichtwiderständen von je 240 Ω, die auf einen handelsüblichen Koaxialschraubstecker aufgelötet sind. Die Belastbarkeit einer solchen Kunstantenne

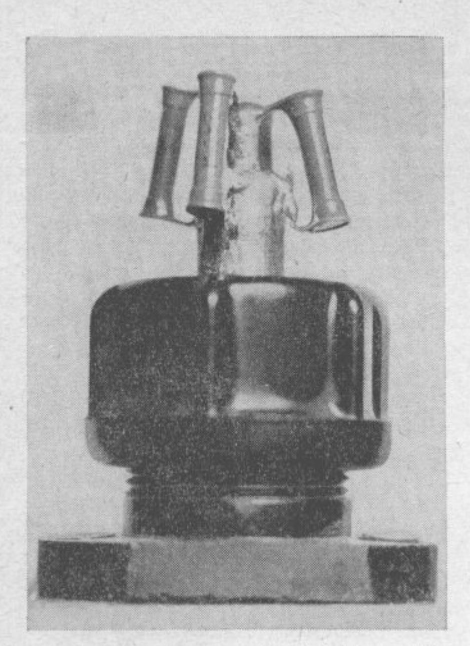


Bild 31.16. Ein preiswerter Abschlußwiderstand für die Reflektometereichung (nach *DM2AE0*)

ist gleich der Summe der Belastbarkeit aller Einzelwiderstände. Je größer die Anzahl der parallelgeschalteten Widerstände gewählt wird, desto mehr verringert sich die schädliche Gesamtinduktivität der Kombination, vorausgesetzt, daß man die Widerstände praktisch ohne Drahtenden verschaltet. Aus der Parallelschaltung muß aber immer wieder der Gesamtwiderstand von 60 Ω (bzw. der Widerstand, für den der Wellenwiderstand des Reflektometers bemessen ist), resultieren.

Da die komplexen Eigenschaften der Bauelemente mit steigender Frequenz zunehmen, sollte eine möglichst hohe Abgleichfrequenz gewählt werden. Der Abgleich wird dann besonders kritisch, aber man ist sicher, daß auch für die niedrigen Betriebsfrequenzen Bestwerte eingestellt sind. Ein Kurzwellenreflektometer gleicht man demnach mit etwa 28 MHz ab, soll auch im 2-m-Band gearbeitet werden, beträgt die Abgleichfrequenz rund 145 MHz.

Wie schon erwähnt, ist eine Voreichung des Anzeigeinstrumentes in Verbindung mit den zu verwendenden Dioden zweckmäßig. Diese Eichung wird mit Gleichspannung durchgeführt. In der Eichschaltung liegt die Diode in Durchlaßrichtung mit dem Anzeigeinstrument und dem Empfindlichkeitsregler P in Reihe. Es werden genau dosierte Meßgleichspannungen zugeführt, wobei man zunächst mit P bei der höchsten Meßspannung auf Vollausschlag des Instrumentes einregelt. Der Empfindlichkeitsregler P wird während des folgenden Eichvorganges nicht mehr verstellt. Nun setzt man die Eichspannung jeweils in Zehntelschritten herab und markiert dabei den entsprechenden Zeigerausschlag auf der Instrumentenskala. Diese neue Skalenteilung ist analog der Diodenkennlinie besonders am Skalenanfang nicht linear.

Da man kaum zwei Dioden mit völlig gleichartigem Kennlinienverlauf findet, muß die Skaleneichung immer mit der Diode durchgeführt werden, die in der Schaltung zum Gleichrichten der Rücklaufspannung vorgesehen ist. Die »Durchlaufdiode« soll mindestens in der Anzeige für Vollausschlag des Meßwerkes mit der »Rücklaufdiode« kennlinienmäßig übereinstimmen.

Mit Gl. (5.15.) bis Gl. (5.25.) wurden in Abschnitt 5.2. die Zusammenhänge zwischen Spannungsverhältnissen und Welligkeitsfaktoren ausführlicher erläutert. Nach Gl. (5.15.) ergibt sich der Welligkeitsfaktor s (Stehwellenverhältnis SWV)

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}}.$$

Da beim Reflektometer U_{max} der Spannung der hinlaufenden Welle U_h und U_{min} der Rücklaufspannung U_r entspricht, kann man auch schreiben

$$s = \frac{U_h}{U_r}.$$

Im vorliegenden Fall wird die Durchlaufspannung unabhängig von ihrer tatsächlichen Größe mit dem Empfindlichkeitsregler P immer so eingestellt, daß das Meßinstrument Vollausschlag anzeigt. Man kann deshalb $U_h = 1$ setzen. Die Meßwerte von U_r ergeben dann Bruchteile von 1. Somit beträgt der Welligkeitsfaktor

$$s = \frac{1 + U_r}{1 - U_r}. \qquad (31.4.)$$

Trägt die Instrumentenskala die »diodengeeichte« Zehnerteilung, können den einzelnen Skalenteilen in Anwendung von Gl. (31.4.) folgende Welligkeitsfaktoren s zugeordnet werden:

Skalenteile:	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
s:	1,0	1,2	1,5	1,9	2,3	3,0	4,0	5,7	9,0	19	∞

Will man nicht mit diesen »krummen« Werten arbeiten, läßt sich die Anzeigeskala auch mit »geraden« Welligkeitswerten eichen.

Aus Bild 31.17. sind die Zwischenwerte der Skaleneichung für die gewünschte Angabe des Welligkeitsfaktors s zu ersehen, wobei eine Skaleneinteilung mit 10 gleichen Spannungssprüngen vorausgesetzt wird. Will man die Skala nicht direkt in Welligkeit eichen, ist Bild 31.17. auch als Eichkurve brauchbar.

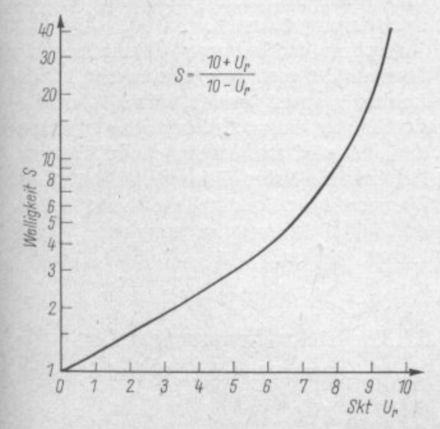


Bild 31.17. Der Welligkeitsfaktor s in Abhängigkeit vom Spannungsverhältnis $U_h : U_r$ (U_h immer gleich 10 Skalenteilen)

Das Anzeigeinstrument kann demnach zusammen mit der Rücklaufdiode bereits vor dem eigentlichen Abgleich des Gerätes mit Gleichspannung geeicht werden. Dabei gilt, daß die Skalenteilung um so gleichmäßiger wird, je empfindlicher das Anzeigeinstrument ist. Drehspulmeßwerke mit 0,1 mA Vollausschlag sind üblich, aber auch solche mit 1 mA Endausschlag lassen sich noch verwenden. Die Größe des Empfindlichkeitsreglers P ist vom Innenwiderstand des Anzeigeinstrumentes abhängig, 50 oder 100 kΩ sind brauchbare Mittelwerte.

Allgemeingültige und für alle Reflektometer anwendbare Abgleichanweisung

Reflektometerbuchse B_2 (Antennenseite) mit Lastwiderstand, wie beschrieben, abschließen; an B_1 wird der Senderausgang (ggf. über *Collins*-Filter) angeschlossen. Umschalter des Reflektometers auf *Vorlauf*, Sender einschalten und Senderauskopplung so einstellen, daß am Anzeigeinstrument des Reflektometers höchstmögliche Spannung angezeigt wird. Diese Einstellung entspricht der optimalen Senderbelastung. Mit dem Empfindlichkeitsregler P stellt man den Zeigerausschlag des Meßwerkes nun so ein, daß gerade Vollausschlag (10 Skalenteile) angezeigt wird. Jetzt schaltet man auf Stellung *Rücklauf* um, der Meßwerkzeiger wird nun stark abfallen, im Ausnahmefall geht er auf den Wert 0 zurück. Den meist vorhandenen Restausschlag versucht man nun bei Reflektometern mit zugänglichem Meßleiter durch vorsichtiges Verschieben des Diodenanschlusses D_2 auf dem Meßleiter zu verringern. Bei sachgemäßem Aufbau und reellem Abschlußwiderstand wird sich mit dieser Maßnahme der Rücklauf nahe zum Nullwert bringen lassen. Beim einfachen Mickeymatch ist die Möglichkeit des Nullabgleichs

sehr begrenzt, in diesem Fall kann man nur versuchen, durch Manipulationen am Meßleiter bzw. an dessen Abschlußwiderstand eine Verbesserung herbeizuführen.

Ist der Nullabgleich der Rücklaufanzeige hergestellt, wird die Durchflußrichtung umgekehrt, indem man B_2 an den Senderausgang anschließt und B_1 mit der Kunstantenne belastet. P bleibt in der ursprünglichen Stellung, der Umschalter steht auf *Rücklauf*. Bei gleicher Senderausgangsleistung wird nun wieder Instrumentenvollausschlag angezeigt; denn man mißt in Wirklichkeit den Durchlauf. Diode D_1 bekommt durch die Umkehrung die Funktion der Rücklaufdiode. Dazu schaltet man auf *Vorlauf* und mißt dabei den Rücklauf über D_1. Nun muß der Meßwerkausschlag durch vorsichtiges Verschieben der Diode D_1 ebenfalls wieder auf den Nullwert gebracht werden. Damit ist der Abgleich beendet, und das Reflektometer wird wieder in die normale Durchflußrichtung gebracht.

Ein zu großer Richtfaktor *ad* ist daran zu erkennen, daß bei Messung mit reellem Abschlußwiderstand noch eine Rücklaufspannung angezeigt wird. Die Ursachen für diese Erscheinung wurden bereits im Abschnitt 31.2.1. erläutert. Teilweise gelingt es auch, durch Verändern der Widerstände im Meßzweig oder durch geringfügiges Verlagern des Meßleiters günstigere Verhältnisse herzustellen. Außerdem sollte man beachten, daß die Übergänge vom koaxialen Innenleiter zu den Koaxialanschlußbuchsen B_1 und B_2 stoßwellenfrei sind, d.h., dort darf keine sprunghafte Veränderung des Wellenwiderstandes auftreten. Wenn ein geringer Meßfehler angestrebt wird, muß man auch die schaltungsmäßig recht einfachen Reflektometeranordnungen sehr sorgfältig aufbauen.

Zu erwähnen ist noch, daß die Dioden eines Reflektometers unter Umständen Anlaß zum Auftreten von TVI sein können. Bekanntlich geben Diodenschaltungen als Frequenzvervielfacher eine gute Oberwellenausbeute ab. Dieser Betriebsfall der Oberwellenerzeugung kann auch beim Reflektometer eintreten. Abhilfe schaffen Siebung und Verdrosseln des Gleichspannungszweiges zwischen den Dioden und dem Meßinstrument. Im allgemeinen genügt aber das übliche Abblocken, wie in den Schaltbildern angegeben, insbesondere dann, wenn das Reflektometer in einem Abschirmgehäuse untergebracht ist.

Reflektometeranordnungen können sehr vielseitig eingesetzt werden und sind bei geeignetem Aufbau auch noch im 70-cm-Band zu verwenden. Da man sie als die wichtigsten Antennenmeßgeräte für den Amateurgebrauch bezeichnen kann, wurden die einzelnen Bauformen ausführlich beschrieben. Bereits mit einem Mickeymatch läßt sich in Stellung *Vorlauf* die günstigste Leistungsauskopplung für die Sender-Endstufe einstellen; denn die maximal mögliche Vorlaufspannung entspricht der optimalen Energieauskopplung. In Stellung *Rücklauf* findet man sehr schnell die Resonanzfrequenz von Antennen; es ist die Frequenz, bei der das kleinstmögliche Stehwellenverhältnis auftritt. Außerdem läßt sich der Erfolg von Abgleicharbeiten an der Antenne mit dem Reflektometer laufend kontrollieren, indem man Anstieg oder Abfall der Rücklaufspannung beobachtet. Da die Durchgangsdämpfung des Reflektometers sehr gering ist, kann man es zur dauernden Anpassungskontrolle in der Speiseleitung belassen.

Auch in Verbindung mit Antennen, die über eine angepaßte symmetrische 240-Ω-Leitung gespeist werden, läßt sich ein Reflektometer dieser Art vorteilhaft verwenden. Es wird dann lediglich erforderlich, daß man ein Balun-Glied nach Bild 7.6. als Symmetriewandler und Transformator zwischen Reflektometerausgang und Speiseleitung schaltet.

31.3. Stehwellenanzeiger für symmetrische Speiseleitungen

Viele Amateurantennen werden über angepaßte symmetrische Speiseleitungen erregt, wobei man häufig handelsübliche UKW-

Bandkabel verwendet. Zur Stehwellenanzeige in solchen Antennenanlagen wurden einfache Indikatoren entwickelt, die nach dem Prinzip eines Reflektometers arbeiten. Es handelt sich dabei um sehr einfache Kontrolleinrichtungen, mit denen im allgemeinen keine quantitativen Messungen, sondern nur Abschätzungen des Anpassungsfaktors möglich sind.

31.3.1. Der 2-Lampen-Indikator für Bandleitungen (Twin-Lamp)

Bei diesem sehr einfachen Gerät übernehmen kleine Glühlampen die Stehwellenanzeige. Bild 31.18. zeigt die elektrische Schaltung und die mechanische Ausführung.

Die Koppelschleife wird aus einem Stück Bandleitung angefertigt, wie es auch für die Speiseleitung verwendet worden ist. Die Länge der Koppelschleife darf nicht einer Viertelwellenlänge entsprechen. In der Regel wird sie mit etwa $\lambda/10$ oder kürzer bemessen. Die beiden Leitungsenden sind kurzgeschlossen, in der Mitte trennt man die Leitung einpolig auf. Die Schleife bekommt dadurch das Aussehen eines kleinen Faltdipols. Von der Trennstelle aus führt man die beiden Leitungsadern auf kürzestem Weg zu je einem Anschlußpunkt am Gewinde der beiden Glühlampen. Ihre Mittelkontakte werden miteinander verlötet und über ein kurzes Leitungsstück mit dem nächstliegenden Leiter der Speiseleitung metallisch verbunden. Gegebenenfalls kann man eine Stecknadel einstechen und den Einstich später mit dem Lötkolben vorsichtig verschmelzen. Als Glühlampe ist der Typ 3,8 V/0,07 A wegen der geringen Wärmeträgheit seines Glühfadens gut geeignet. Die Koppelschleife wird an einer beliebigen Stelle möglichst eng mit der Energieleitung gekoppelt und in dieser Lage durch ein selbstklebendes Kunststoffband fixiert.

Vor der Messung ist die Ausgangsleistung des Senders möglichst herabzusetzen und dann langsam so weit zu erhöhen, bis die Glühlampen mittelhell leuchten. War bereits annähernd Anpassung vorhanden, wird die zum Sender zeigende Glühlampe 1 immer weitaus heller aufleuchten als die in Richtung Antenne orientierte Glühlampe 2. Das Reflektometerprinzip ist klar zu erkennen: Glühlampe 1 entnimmt seine Energie der hinlaufenden Welle (Vorlauf), während Glühlampe 2 nur auf die rücklaufende Welle anspricht (Rücklauf).

Ziel der nun folgenden Abstimmarbeiten an den Anpassungsmitteln der Antenne ist, einen Zustand zu erreichen, bei dem Glühlampe 2 dunkel bleibt, während gleichzeitig Glühlampe 1 hell aufleuchtet. In diesem Fall sind die stehenden Wellen verschwunden, und die Anpassung stimmt hinreichend genau.

Bei kleinen Ausgangsleistungen gelingt es oft nicht mehr, die Glühlampen zum Aufleuchten zu bringen. In diesem Fall ersetzt man die Glühlampen durch Schichtwiderstände von je etwa 500 Ω; die an diesen abfallenden HF-Spannungen werden durch Germaniumdioden gleichgerichtet. Nach entsprechender HF-Siebung bringt man die Gleichspannungen an einem Drehspulmeßwerk zur Anzeige. Die Anpassung ist erreicht, wenn der Spannungsabfall an dem zum Strahler zeigenden Widerstand annähernd Null wird.

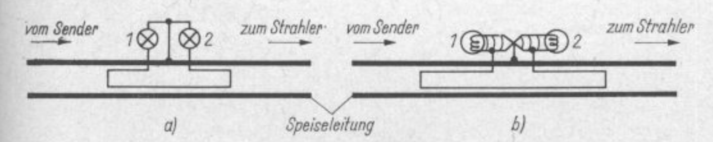


Bild 31.18. Der 2-Lampen-Indikator; a – elektrisches Schaltbild, b – mechanische Ausführung

31.3.2. HF-Spannungsanzeiger als Stehwellenindikatoren

Die nachstehend beschriebenen Anzeigegeräte lassen bereits quantitative Messungen der stehenden Wellen zu. Nach dem Grundprinzip einer Meßleitung werden dabei die HF-Amplituden über einen größeren Leitungsabschnitt gemessen. Aus dem Vergleich der erhaltenen Spannungswerte U_{max} und U_{min} resultiert das Stehwellenverhältnis.

In der Praxis führte sich dieses Meßverfahren jedoch nicht so gut ein wie der vorher beschriebene 2-Lampen-Indikator. Die Gründe dafür sind der etwas größere mechanische Aufwand und der kompliziertere Meßvorgang.

Die Spannungsmessung längs der Speiseleitung setzt unbedingt voraus, daß der Kopplungsgrad zwischen Indikator und zu untersuchender Bandleitung für jeden Meßpunkt der gleiche ist. Dazu wird ein Schieber konstruiert, in dem sich die Kopplungsschleife befindet und der ähnlich dem Läufer eines Rechenstabes auf der Speiseleitung entlanggleiten kann. Bild 31.19. gibt ein Beispiel für eine solche Anordnung. Es handelt sich um eine Drahtschleife, mit der die HF-Spannung induktiv von der Speiseleitung entnommen wird. Eine Germaniumdiode GD richtet die Hochfrequenz gleich.

Die erhaltene Gleichspannung wird über eine Siebkette dem Mikroamperemeter zugeführt und gemessen. Da die Gleichrichterkennlinie der Halbleiterdiode nicht linear ist, sollte das Anzeigeinstrument zusammen mit der Diode neu geeicht werden (s. Abschn. 31.2.). Die Kopplungsschleife hat kleinere Abmessungen als die des 2-Lampen-Indikators. Im Kurzwellenbereich kann ihre Länge 5 bis 10 cm betragen, während für den 2-m-Betrieb bereits eine Länge von etwa 2 cm genügt. Die beiden gleichartigen Drosseln D_1 und D_2 sollen für den zu untersuchenden Frequenzbereich bemessen sein. Für alle Kurzwellenbänder sind Kreuzwickelspulen mit einer Induktivität von etwa 0,5 μH brauchbar. Im UKW-Bereich werden freitragende Drosseln, aus etwa 20 Wdg. Kupferlackdraht über einen Bleistift gewickelt, verwendet. Das Meßinstrument muß nicht unbedingt ein Mikroamperemeter sein; es genügt auch ein weniger empfindliches Meßwerk mit 1 mA Vollausschlag.

Die Koppelschleife besteht aus 1 mm dickem Kupferdraht und ist in eine *Polystyrol*-Platte eingebettet. Zum Einsenken in das thermoplastische *Polystyrol* wird die passend zurechtgebogene Drahtschleife auf einem Bügeleisen erhitzt und dann in die Platte »eingebügelt«. Die Gleitbahn für die Speiseleitung arbeitet man so in die

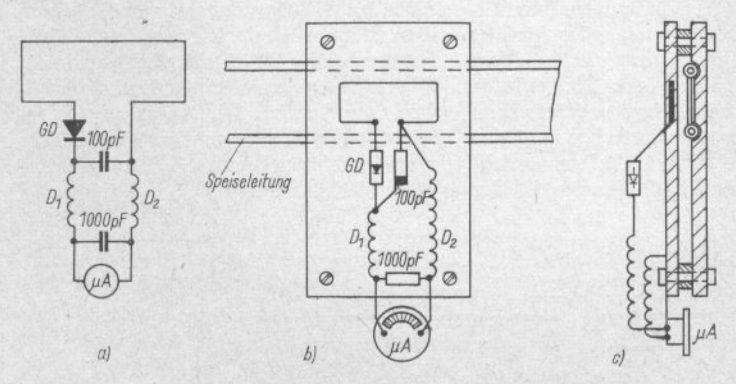


Bild 31.19. Meßanordnung für stehende Wellen; a – elektrisches Schaltbild, b – mechanische Ausführung (Vorderansicht), c – mechanische Ausführung (Seitenansicht)

gegenüberliegende Platte ein, daß beide Platten fest aneinanderliegen und trotzdem der Schieber (und damit die Meßschleife) in immer gleichem Abstand über die Speiseleitung gleiten kann. In Bild 31.19.c ist dieser Abstand der Übersichtlichkeit halber etwas zu groß gezeichnet worden.

Wird die Meßanordnung entlang der Speiseleitung geführt, so zeigt das Meßinstrument den relativen Wert der HF-Spannung an. Bei Anpassung ist die Spannung an jedem Punkt der Bandleitung gleich, es sind keine stehende Wellen auf der Speiseleitung vorhanden.

Fehlanpassung läßt sich durch eine Welligkeit der Anzeige erkennen, es treten Spannungsmaxima und Spannungsminima auf. Aus dem Quotienten beider Werte ergibt sich nach Gl. (5.15.) unmittelbar der Welligkeitsfaktor s (Stehwellenverhältnis SWV). Die Meßeinrichtung arbeitet aperiodisch und bringt deshalb alle auftretenden Frequenzen zur Anzeige. Weist die Sendefrequenz einen großen Oberwellenanteil auf, so kann das Meßergebnis verfälscht werden.

Eine Meßanordnung nach dem gleichen Prinzip, die sowohl den Einfluß vorhandener Oberwellen ausschaltet als auch eine besonders empfindliche Anzeige ergibt, zeigt Bild 31.20. Bei dieser Schaltung ist die Ankopplungsschleife über ein Stück Bandleitung (Z ungefähr 70 Ω) oder Stegleitung mit der Spule L_1 (1 bis 2 Wdg.) verbunden. Die Spule L_1 wird möglichst variabel an die

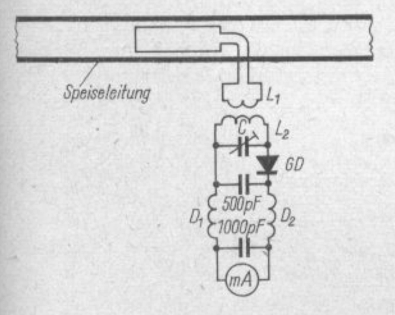


Bild 31.20. Empfindliches Stehwellenanzeigegerät

Kreisspule L_2 angekoppelt. Der Schwingkreis L_2–C ist auf die Sendefrequenz abgestimmt. Er bildet einen Absorptionskreis mit nachfolgender HF-Gleichrichtung und Anzeige an einem Drehspulmeßwerk. Die Anwendung und Handhabung des Gerätes ist die gleiche wie bei der vorher angegebenen einfacheren Anordnung.

Die beschriebenen Anzeigeeinrichtungen lassen sich bei entsprechenden mechanischen Änderungen auch zur Messung an offenen, unabgestimmten Eigenbau-Speiseleitungen jedes möglichen Wellenwiderstandes verwenden.

31.4. Die Meßleitung

Die Messung der Welligkeit auf einer HF-Leitung gestattet nicht nur die Feststellung des Stehwellenverhältnisses, sondern auch die Bestimmung von Wirk- und Blindwiderständen angeschlossener Verbraucher. Laboratorien verwenden deshalb im VHF- und UHF-Bereich sogenannte *Meßleitungen*. Eine Meßleitung ist die mechanisch-starre Nachbildung eines Koaxialkabels mit genau definiertem Wellenwiderstand. Auf dem mit einem Längsschlitz versehenen Außenleiter der Meßleitung gleitet ein Meßkopf und entnimmt dem Innenleiter durch eine Tastsonde kapazitiv die Meßspannung (Bild 31.21.).

Industriell hergestellte Meßleitungen sind feinmechanische Präzisionsgeräte hoher Meßgenauigkeit. Dementsprechend ist auch der Preis einer solchen Einrichtung sehr hoch, so daß sie für den einzelnen Amateur nicht in Frage kommt. Auch der Selbstbau dürfte im allgemeinen nicht möglich sein. Darüber hinaus sind die praktischen Einsatzmöglichkeiten einer Meßleitung auf den UHF-Bereich und auf Teile des VHF-Bereichs begrenzt.

Eine mechanische Vereinfachung der Präzisionsmeßleitung besteht darin, daß man auf einen gleitenden Meßkopf verzichtet und dafür einige feste Meßpunkte vorsieht, die über die Leitung verteilt sind (Bild 31.22.). Diese 3-Dioden-Meßleitung

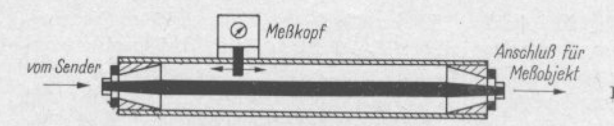


Bild 31.21. Schematische Darstellung einer Meßleitung

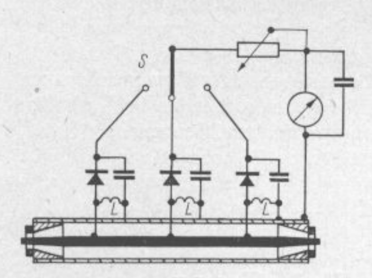


Bild 31.22. Die 3-Dioden-Meßleitung

wird für eine vorgegebene Frequenz im VHF- oder UHF-Bereich konstruiert (Länge der Leitung und Lage der Meßpunkte). Der Anwendungsbereich ist somit besonders stark eingeschränkt. Natürlich bietet eine Dreipunktmessung keine so aussagekräftigen Meßergebnisse wie eine kontinuierliche Spannungsabtastung. Die Induktivitäten L bilden jeweils zusammen mit der Diodenkapazität einen Resonanzkreis, der auf die Meßfrequenz abgestimmt ist.

Die primitive Nachbildung einer Meßleitung mit mehreren Meßpunkten erhält man aus einem Stück Koaxialkabel, dessen Innenleiter man an mehreren Punkten freilegt, damit dort die Tastspitze eines HF-Tastkopfes eingeführt werden kann. Dazu entfernt man den Außenschutzmantel des Kabels an verschiedenen Stellen und verschiebt oder durchbricht dort den aus Kupferdrahtgeflecht oder Bandgeflecht bestehenden Außenleiter so weit, bis ein kleiner, kreisförmiger Ausschnitt des Dielektrikums sichtbar wird. Auch dieses öffnet man und gelangt zum Kabelinnenleiter. Nun wird eine durchbohrte Keramikperle oder ein feines Kunststoffröhrchen so in die entstande Öffnung eingeklebt, daß der Kabelinnenleiter von außen her mit einer feinen Tastspitze abgetastet werden kann. Alle vorgesehenen Meßpunkte sind nach der beschriebenen Art herzustellen (Bild 31.23.). Die Länge der Meßleitung sollte mindestens 0,75λ betragen. Auf ihr werden die vorgesehenen Meßpunkte gleichmäßig verteilt. Der Wellenwiderstand der Meßleitung muß dem Wellenwiderstand des zu untersuchenden Speisekabels entsprechen. Das Meßkabel wird als Teil der Energieleitung zwischen Senderausgang und Speiseleitung eingeschleift.

Mit der Tastspitze eines HF-Röhrenvoltmeters oder eines anderen HF-Spannungsanzeigers stellt man nun an den einzelnen Meßpunkten die HF-Spannung fest. Werden unterschiedliche Spannungen gemessen, so liegt Fehlanpassung vor. Gleiche Spannung an allen Meßpunkten deutet darauf hin, daß das Speisekabel richtig an den Strahler angepaßt ist. Da die Spannungsabtastung nicht kontinuierlich erfolgt, kann man mit dieser Anordnung Maxima und Minima nicht eindeutig ermitteln und erhält somit auch keine quantitativen Aussagen über den Welligkeitsfaktor. Da eine solche provisorische Meßleitung jedoch im UHF-Bereich im allgemeinen besser arbei-

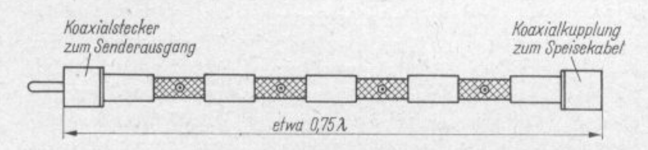


Bild 31.23. Provisorische Meßleitung mit mehreren Meßpunkten

tet als ein Selbstbau-Reflektometer, ist sie für den UKW-Amateur (70-cm- und 2-m-Band) von besonderem Interesse.

31.5. Brückenschaltungen als Anpassungsmeßgeräte

Ein vielseitiges und dabei sehr einfach herzustellendes Hilfsmittel für die Antennenanpassung ist die HF-Meßbrückenschaltung nach Art einer *Wheatstone*-Brücke. Solche Anordnungen sind unter verschiedenen Namen bekannt und beliebt; sie arbeiten alle nach dem gleichen Prinzip, mögen sie nun *Antennascope* oder *Matchmaker* heißen. Die grundsätzliche Brückenschaltung ist in Bild 31.24. dargestellt.

Die Brücke wird mit Hochfrequenz gespeist. Die in ihr verwendeten Widerstände müssen für die Speisefrequenz reine Wirkwiderstände darstellen. R_1 und R_2 sind untereinander völlig gleich (Genauigkeit 1% oder besser), der Widerstandswert selbst ist von untergeordneter Bedeutung. Unter dieser Voraussetzung ergeben sich bei Brückengleichgewicht (Nullanzeige am Meßinstrument) folgende Beziehungen:

$$R_1 = R_2;\; R_1 : R_2 = 1:1;$$

$$R_3 = R_4;\; R_3 : R_4 = 1:1.$$

Setzt man an Stelle von R_4 den Prüfling, dessen Wirkwiderstand festgestellt werden soll, und verwendet man für R_3 einen geeichten Drehwiderstand (induktionsfrei), so entspricht der an R_3 bei Brückennull angezeigte Widerstandswert dem Wirkwiderstand des Prüflings. Es läßt sich also direkt der Fußpunktwiderstand einer Antenne messen. Dabei muß man beachten, daß nur im Resonanzfall der Fußpunktwiderstand einer Antenne reell ist; die Meßfrequenz hat deshalb der Strahlerresonanz zu entsprechen. Darüber hinaus kann durch eine Brückenmessung sowohl der Wellenwiderstand von Speiseleitungen aller Art als auch deren Verkürzungsfaktor festgestellt werden.

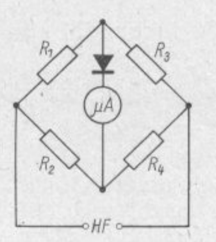


Bild 31.24. Die Grundschaltung einer HF-Meßbrücke

31.5.1. Das Antennascope

Bild 31.25. zeigt eine für Antennenmessungen gut geeignete Brückenschaltung, die von *W2AEF* beschrieben und unter dem Namen *Antennascope* bekannt geworden ist.

Die von *W2AEF* angegebenen Absolutwerte für R_1 und R_2 sowie C_1 und C_2 müssen nicht eingehalten werden. Wichtig ist lediglich, daß R_1 und R_2 sowie C_1 und

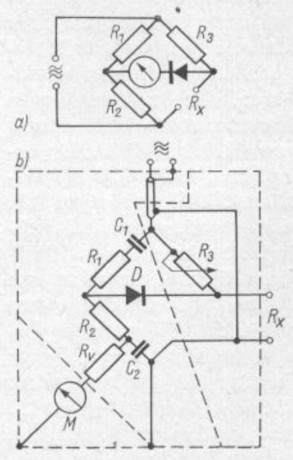


Bild 31.25. Das Antennascope; a – Prinzipschaltung der HF-Meßbrücke, b – Schaltung des Antennascope nach *W2AEF;* $R_1 = R_2$ – 200 Ω, $C_1 = C_2$ – 500 pF, R_3 – Drehwiderstand 500 Ω lin., R_v – Vorwiderstand für Meßinstrument, M – Drehspulmeßwerk, etwa 0,2 mA Vollausschlag, D – Germaniumdiode

C_2 untereinander völlig gleich sind. Unbeschadet können also R_1 und R_2 mit 150, 250 Ω oder ähnlichen Werten dimensioniert werden, sofern zwei gleiche Widerstände zur Verfügung stehen. Das gilt sinngemäß auch für C_1 und C_2.

Es ist nicht notwendig, teure Meßwiderstände enger Toleranz zu beschaffen. Billiger wird es, wenn man aus einer größeren Menge gleicher Widerstände mit Hilfe einer Meßbrücke oder eines Ohmmeters zwei gleiche Widerstände aussortiert.

Als Drehwiderstand R_3 ist nur ein induktionsarmer Schichtwiderstand brauchbar; Drahtpotentiometer sind völlig ungeeignet. Ein möglichst kleines Massepotentiometer, von dem gegebenenfalls die Abschirmkappe entfernt wird, liefert oft auch im UKW-Bereich bis 150 MHz noch ein befriedigendes Meßergebnis. Vor allem muß bei der Montage darauf geachtet werden, daß die schädlichen Kapazitäten zwischen R_3 und den ihn umgebenden Bauteilen sowie Abschirmungen möglichst gering sind. Deshalb soll man das Potentiometer von der Frontplatte abgesetzt auf einer Hartpapierplatte befestigen und die Potentiometerachse isoliert durch die Metallfrontplatte führen. Geeignet erscheinen Schichtdrehwiderstände des VEB *Elrado* (Bestellnummern 0120.050, 0120.579, besonders zu empfehlen 0120.070). Ein Widerstandswert von 500 Ω wurde gewählt, um möglichst alle vorkommenden Fußpunktwiderstände von Antennen und Wellenwiderstände von Speiseleitungen messen zu können. Da ein Widerstand mit dem Wert 500 Ω im Handel teilweise nicht vorrätig ist, kann man auch das »gängigere« Schichtpotentiometer 1 kΩ lin. verwenden. Ihm wird ein Schichtwiderstand von 1 kΩ parallelgeschaltet; mit dieser Anordnung läßt sich eine gute Verteilung der Eichpunkte über den Drehwinkel erzielen. Da man immer mehr zu Antennenanlagen übergeht, die mit Koaxialkabel gespeist werden, kann man häufig den Meßbereich des Antennascope auf 100 Ω einschränken. In diesem Fall sollte man für R_3 einen 100-Ω-Schichtdrehregler einsetzen und erhält somit eine bessere Ablesegenauigkeit innerhalb dieses Bereiches.

Der Drehwiderstand wird gleichstrommäßig mit einem genau anzeigenden Ohmmeter geeicht, den Drehknopf versieht man mit einer Skala, von der sich die eingestellten Widerstandswerte direkt ablesen lassen. Bei Brückennull ist der Widerstand des Prüflings gleich dem an der Skala des Drehwiderstandes angezeigten Wert. R_V bildet den Vorwiderstand für das Meßinstrument. Seine Größe hängt vom Innenwiderstand des Meßwerkes und von der gewünschten Anzeigeempfindlichkeit ab.

W2AEF verwendet ein Drehspulinstrument mit 0,2 mA Vollausschlag. Der Einsatz besonders empfindlicher Meßwerke (z.B. 0,05 oder 0,1 mA Vollausschlag) ist ratsam. Sie müssen immer über einen möglichst hochohmigen Vorwiderstand angeschlossen werden, um Störungen des Brückengleichgewichtes zu vermeiden. An die Germaniumdiode sind keine besonderen Anforderungen zu stellen; es eignen sich fast alle handelsüblichen HF-Gleichrichtertypen, z.B. *OA 705*.

Möglichst kurze Leitungen in den Brükkenzweigen ergeben den gewünschten induktions- und kapazitätsarmen Aufbau; dabei sollte auf mechanische Symmetrie geachtet werden. Das gesamte Gerät ist in einem Abschirmgehäuse untergebracht. In diesem werden drei gesonderte Abschirmboxen gebildet, in denen man die Bauteile gemäß Bild 31.25.b unterbringt (Abschirmungen sind gestrichelt eingezeichnet). Die Brücke liegt einseitig an Masse, ist also nicht erdsymmetrisch. Der Aufbau wird dadurch vereinfacht und weniger kritisch. Das Gerät ist demnach besonders gut für den Anschluß erdunsymmetrischer Prüflinge geeignet (z.B. Koaxialkabel). Es können jedoch auch symmetrische Leitungen und Antennen noch mit ausreichender Genauigkeit gemessen werden. Die Abschirmung wird nicht geerdet. Es ist deshalb zweckmäßig, das Gerät auf isolierende Füße zu setzen und die Gehäuseoberfläche mit einem isolierenden Schutzlack zu überziehen. Ebensogut eignet sich dafür ein Käst-

chen aus kupferkaschiertem Plattenmaterial. Wie schon erwähnt, ist der Drehwiderstand innerhalb seiner Abschirmbox auf einem Isolierstoffplättchen so zu montieren, daß sein Abstand zu allen ihn umgebenden Metallflächen möglichst groß wird. Seine Metallteile dürfen nicht mit der Abschirmung verbunden werden.

Das Antennascope läßt sich sowohl im Kurzwellenbereich als auch für Ultrakurzwellen ohne Änderung verwenden. Die Grenze der UKW-Brauchbarkeit ist vom mechanischen Aufbau und von den Einzelteilen abhängig. Als HF-Generator zur Speisung der Brücke eignet sich ein Grid-Dip-Meter ebenso wie jeder andere HF-Erzeuger mit veränderbarer Frequenz und ausreichender Ausgangsleistung (z.B. Leistungsmeßsender). Die zugeführte Hochfrequenzleistung sollte 1 W nicht übersteigen, um Diode und Meßinstrument nicht zu gefährden; etwa 0,2 W sind zur Speisung der Brücke bereits ausreichend. Die HF-Einkopplung erfolgt sehr einfach durch eine Schleife von 1 bis 3 Wdg., die mit der Kreisspule des Griddippers so fest gekoppelt wird, daß sich bei offenen R_X-Buchsen (Anschluß für Prüfling) Vollausschlag am Anzeigeinstrument einstellt. Bei fester Ankopplung eines Grid-Dip-Meters verschiebt sich seine Frequenzeichung. Um Fehlmessungen zu vermeiden, sollte die tatsächlich erzeugte Frequenz mit einem frequenzgeeichten Empfänger laufend abgehört werden. Bild 31.26. zeigt die einfache, aber trotzdem funktionssichere Ausführung eines Antennascope nach *W2AEF*.

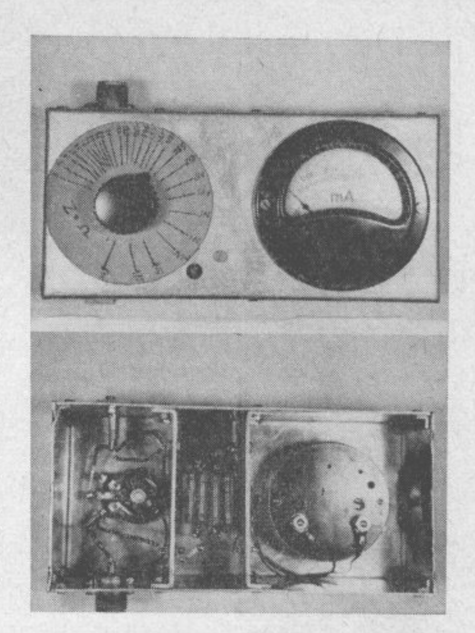


Bild 31.26. Antennascope nach *W2AEF;* oben: Frontansicht, unten: Innenansicht

Die Funktionsprüfung des Gerätes erfolgt, indem an die R_X-Buchsen ein induktionsfreier Widerstand bekannten Ohmwertes angeschlossen wird. Dabei muß der vom Drehwiderstand bei Brückennull angezeigte Wert jeweils gleich dem Widerstand des Prüflings sein. Dieser Vorgang wird bei verschiedenen Speisefrequenzen mit einer Reihe von Festwiderständen wiederholt. Dabei bekommt man auch einen Überblick über die Brauchbarkeitsgrenzen des Gerätes, die an der unscharfen Anzeige des Brückengleichgewichtes zu erkennen sind. Im Kurzwellenbereich dürften immer einwandfreie Meßergebnisse erreicht werden, dagegen nehmen die Bauteile für Frequenzen der Ultrakurzwellen einen mehr oder weniger komplexen Charakter an, wodurch sich das Brückengleichgewicht nicht mehr einstellen läßt. Durch sorgfältiges Verändern der Leitungsführung, der Leitungslängen und der Bauelemente ist es oft möglich, daß das Antennascope auch im 2-m-Band noch brauchbare Ergebnisse liefert. Im 70-cm-Band allerdings versagen einfache Brückenschaltungen gänzlich.

Industriell hergestellte Anpassungsmeßbrücken erreichen durch besonders günstigen Aufbau und durch Kompensation der Blindwiderstände obere Grenzfrequenzen von etwa 250 MHz. Nach erfolgter Funktionsprüfung kann das Antennascope für praktische Messungen eingesetzt werden.

31.5.2. Der Matchmaker

Eine als Matchmaker popularisierte Brükkenschaltung stellt nichts anderes dar als ein Antennascope, das speziell für die Messung von Koaxialkabeln und Antennen mit Fußpunktwiderständen bis zu 100 Ω ausgelegt ist. Außerdem enthält dieses Gerät noch einen 2. HF-Gleichrichter, der die Messung der Hochfrequenzspeisespannung erlaubt. Die Schaltung des Matchmakers zeigt Bild 31.27. Die Aufteilung des Gehäuses erfolgt zweckmäßig wieder in 3 Abschirmboxen, wobei in der mittleren Kammer die zur Messung der Eingangsspannung erforderliche Germaniumdiode mit ihren Siebmitteln gesondert von den Brükkenelementen abgeschirmt wird. Der Drehwiderstand 100 Ω ist eine induktionsfreie Masseausführung. Für seine Montage gelten die beim Drehwiderstand des Antennascope gegebenen Hinweise. Die Festwiderstände R_1 und R_2 müssen untereinander völlig gleich sein. Dabei kann der Widerstandswert zwischen 40 und 80 Ω beliebig gewählt werden. Es sind induktivitätsarme Ausführungen mit 1 W Belastbarkeit zu fordern. Die Meßwerkvorwiderstände R_4 und R_5 stellen Normalausführungen dar, deren Widerstandswerte durch das Anzeigeinstrument bestimmt werden. Bei einem Drehspulinstrument mit 0,1 mA Vollausschlag sind für R_4 15 kΩ und für R_5 7,5 kΩ brauchbare Werte. Zu beachten ist, daß sich das Widerstandsverhältnis von R_4 zu R_5 wie 2:1 verhalten soll. CD_1 und CD_2 sind Durchführungskondensatoren mit etwa 1000 pF (Kapazitätswert nicht kritisch). Der Drehwiderstand wird mit einem genau anzeigenden Widerstandsmeßgerät geeicht (dabei Germaniumdioden abklemmen!). Die gemessenen Werte werden auf einer übersichtlichen Skala von 10 zu 10 Ω vermerkt.

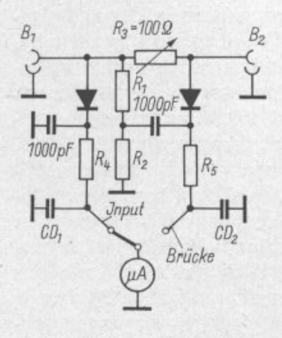


Bild 31.27. Der Matchmaker

Nach der Fertigstellung des Gerätes erfolgen Abgleich und Funktionsprüfung. Dazu schließt man zuerst den Ausgang B_2 (Prüfling) mit einem bekannten induktionsfreien Widerstand (z. B. 60 Ω) ab. Der Instrumentenschalter wird in Stellung *Input* gelegt. Dem Eingang des Gerätes führt man gerade so viel HF zu, daß das Meßinstrument halben Skalenausschlag anzeigt. Dazu sind etwa 0,2 W HF-Leistung erforderlich, die ein Griddipper liefern kann. Nun schaltet man das Anzeigegerät auf Stellung *Brücke* und justiert den Drehwiderstand so, daß Brückengleichheit (Spannungsnull) eintritt. Der an der Stelle des Drehwiderstandes abgelesene Wert muß genau dem Widerstandswert des Prüflings entsprechen. Diese Überprüfung der Brücke kann mit verschiedenen Speisefrequenzen und Abschlußwiderständen wiederholt werden. Danach entfernt man den Abschlußwiderstand, so daß der Ausgang *Prüfling* offenbleibt. Das Gerät wird mit HF gespeist, bis das Meßinstrument bei Stellung *Input* wieder halben Skalenausschlag anzeigt. Bei Umschaltung auf *Brücke* muß sich nun voller Skalenausschlag einstellen (Verhältnis der Vorwiderstände wie 2:1). Ergibt sich kein Vollausschlag, so ist R_5 bis zum vollen Skalenausschlag zu verändern. Der gleiche Vorgang wird mit kurzgeschlossenem Ausgang B_2 wiederholt. Bei gleicher Eingangsspannung müssen wiederum in Stellung *Brücke* Vollausschlag und in Stellung *Input* halber Skalenausschlag angezeigt werden. Ist das nicht der Fall, so sind die Widerstände R_1 und R_2 untereinander nicht genau gleich. Jetzt kann die Anzeige des Meßwerkes direkt zum Ablesen des Stehwellen-

verhältnisses bzw. des Welligkeitsfaktors *s* wie folgt geeicht werden:

Drehwiderstand auf markierte Stellung 60 Ω bringen und den Ausgang B_2 mit einem induktionsfreien 60-Ω-Widerstand abschließen. HF-Speisespannung so einstellen, daß sich bei *Input* halber Ausschlag des Meßwerkzeigers ergibt. Bei Umschaltung auf *Brücke* muß die Anzeige auf 0 zurückgehen, entsprechend einem Welligkeitsfaktor *s* von 1 (SWV = 1 : 1). Nun schließt man verschiedene Widerstände mit bekannten Ohmwerten nacheinander als Abschlußwiderstände an und notiert jeweils den sich einstellenden Instrumentenausschlag in Stellung *Brücke*. Die Eingangsspannung muß dabei konstant bleiben, ebenso darf die Einstellung des Drehwiderstandes nicht verändert werden. Beträgt der Abschlußwiderstand z.B. 120 Ω, so entspricht der vom Meßinstrument angezeigte Skalenwert einem SWV von 2 : 1 (120 Ω : 60 Ω); bei einem Abschlußwiderstand von 240 Ω würde sich ein Welligkeitsfaktor von $s = 4$ ergeben usw. Bei entsprechend vielen Abschlußwiderständen kann aus den Meßwerten eine genaue Eichkurve konstruiert werden. Gegebenenfalls zeichnet man die Werte für den Welligkeitsfaktor *s* auf der Skala des Instrumentes direkt ein. Bei der praktischen Messung sind folgende Hinweise zu beachten:

a – Der Drehwiderstand muß immer auf den Ohmwert eingestellt werden, der gleich dem Wellenwiderstand des verwendeten Koaxialkabels ist.
b – Die Eingangsspannung (Stellung *Input*) muß man vor jeder Messung für genau halben Skalenausschlag des Meßinstrumentes dosieren.
c – Bei Antennenmessungen muß die Speisefrequenz der Antennen-Resonanzfrequenz entsprechen.

Durch sinnvolle Anwendung des Matchmaker lassen sich alle in der Kurzwellenpraxis auftretenden Anpassungsprobleme mit ausreichender Genauigkeit lösen.

31.5.3. Anpassungsmeßbrücken mit festem Meßwiderstand

Oft wird der Amateur für die Speisung seiner Sendeantennen nur eine Kabelsorte verwenden, meist ein Koaxialkabel mit einem Wellenwiderstand von 60 Ω. In solchen Fällen kann der Drehwiderstand des Matchmaker durch einen dem Wellenwiderstand des Kabels entsprechenden induktionsfreien Festwiderstand ersetzt werden. Die Meßmöglichkeiten sind dadurch etwas eingeschränkt. Man muß aber bedenken, daß es sehr schwierig ist, einen Drehwiderstand zu beschaffen, der auch im UKW-Bereich noch als reiner Wirkwiderstand arbeitet. Dagegen gibt es im Handel besonders induktionsarme Festwiderstände (UKW-Widerstände), die es ermöglichen, eine höhere obere Grenzfrequenz des Gerätes zu erreichen.

Bild 31.28. zeigt 2 Schaltbeispiele für Stehwellenmeßbrücken mit festem Meßwiderstand R_z. Je nach dem Wellenwiderstand Z_s der Speiseleitung beträgt sein Widerstandswert 50, 60, 70 oder 75 Ω. R_z muß außerdem ein induktivitätsarmer Kohleschichtwiderstand enger Toleranz sein, eine Belastbarkeit von 0,5 W ist im allgemeinen ausreichend. Für die übrige Schaltung und auch für den Abgleich gelten sinngemäß die zum Matchmaker gegebenen Hinweise.

Die Widerstände R_3 und R_4 haben gleiche Werte, es sind die festen Vorwiderstände für das Anzeigeinstrument. Sie können um so größer sein, je empfindlicher das Meßwerk ist. Durch große Vorwiderstände wird die Spannungsanzeige weitgehend linear, und eine besondere Eichung des Meßwerkes in Verbindung mit der Diode erübrigt sich dann. Alle verwendeten Kondensatoren sind Keramikscheiben von je 5000 pF (Wert nicht kritisch zwischen 1000 und 10000 pF). Der Stellwiderstand R_k wird nur beim erstmaligen Abgleich benötigt. Seine Größe beträgt etwa 1 kΩ. R_E ist der Empfindlichkeitsregler, dessen Widerstandswert vom Innenwiderstand des Meßinstrumentes abhängt. Die gestrichelt eingezeichnete Abschirmung soll andeuten,

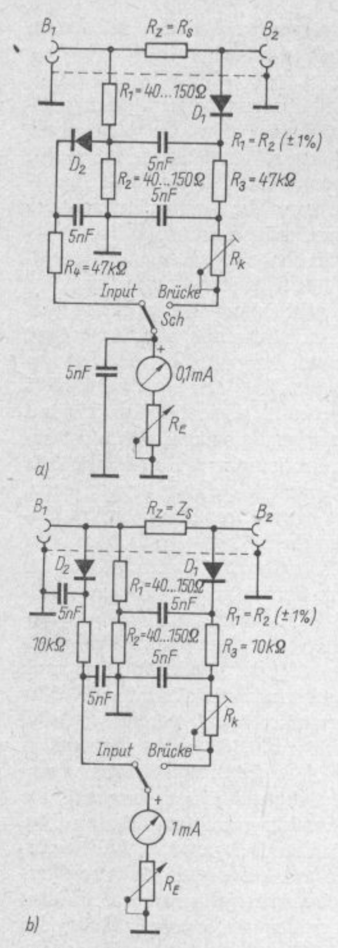


Bild 31.28. Brückenschaltungen mit festem Meßwiderstand

daß R_z in eine eigene Abschirmkammer kommt, wobei dieser Meßwiderstand mit möglichst kurzen Anschlußdrähten zwischen B_1 und B_2 eingelötet werden muß.

Bei offener Buchse B_2 wird zunächst die Brücke über B_1 mit Hochfrequenz gespeist. In Schalterstellung *Input* regelt man nun mit R_E die Empfindlichkeit so ein, daß das Anzeigemeßwerk gerade Vollausschlag anzeigt. Beim Umschalten auf *Brücke* muß sich ebenfalls Vollausschlag einstellen. Da das oft nicht der Fall ist, betätigt man den Korrekturtrimmer R_k. Mit ihm regelt man auf Gleichheit des Vollausschlages bei offener Buchse B_2. Jetzt wird wieder auf *Input* umgeschaltet und die Buchse B_2 kurzgeschlossen; wenn erforderlich, regelt man mit R_E wieder auf Vollausschlag. Beim Umschalten auf *Brücke* muß der gleiche Zeigerausschlag vorhanden sein; ist das nicht der Fall, sind R_1 und R_2 nicht genau gleich, oder es bestehen Streukopplungen zwischen den Brückenzweigen. Dieser Abgleich sollte mit mehreren Speisefrequenzen durchgeführt werden, zumindest mit der höchsten und mit der niedrigsten Betriebsfrequenz des vorgesehenen Anwendungsbereiches (z.B. im 80- und 10-m-Band). Aus den Ergebnissen kann man bestehende Fehler analysieren. Wenn z.B. R_1 und R_2 in ihrem Wert nicht genau gleich sind, während die Brücke konstruktiv in Ordnung ist, wird die Fehleranzeige bei allen Frequenzen genau gleich sein. Stellt man dagegen bei verschiedenen Frequenzen unterschiedliche Fehlerwerte fest, so kann angenommen werden, daß die Bauelemente der Brücke ungünstig angeordnet sind, so daß Streuinduktivitäten oder Streukapazitäten auftreten.

Bei der Konstruktion von HF-Meßbrükken sollten die folgenden allgemeingültigen Regeln beachtet werden:

a – Im Hochfrequenzzweig der Brücke müssen die Anschlußdrähte der Bauelemente so kurz wie möglich sein.
b – Die Widerstände R_z, R_1 und R_2 sind so zu montieren, daß sie mindestens um das Doppelte ihres Eigendurchmessers von den sie umgebenden Metallteilen entfernt sind.
c – Die Bauelemente im HF-Zweig sollen so angeordnet sein, daß die gegenseitige Beeinflussung durch induktive oder kapazitive Kopplung so gering wie möglich ist.

Um das Brückengleichgewicht zu testen, wird zuerst – wie bei jeder Brückenmessung – die Grundeinstellung vorgenom-

men: Prüflingsbuchse B_2 offen, mit R_e so einregeln, daß in beiden Umschalterstellungen jeweils genau Vollausschlag des Meßwerkes vorhanden ist. Nun schließt man an B_2 einen Abschlußwiderstand an, dessen Wert genau dem von R_z entspricht. In Stellung *Input* muß nun Vollausschlag eintreten (evtl. R_E nachstellen). Beim Umschalten auf *Brücke* muß der Zeiger des Meßwerks auf Null zurückgehen. Bleibt ein bestimmter Ausschlag bei allen Speisefrequenzen gleichmäßig bestehen, haben R_z und der Abschlußwiderstand nicht genau den gleichen Widerstandswert. Bei frequenzabhängiger Ablage vom Brückennull ist der Meßwiderstand R_z nicht induktivitätsarm genug, oder es sind Streukopplungen vorhanden.

Besteht zwischen Skalenanzeige und HF-Spannung Proportionalität und entspricht die Skalenteilung 10 gleich großen Spannungsintervallen, so ergibt sich der Welligkeitsfaktor s in bekannter Weise aus Bild 31.17. in Abhängigkeit von den abgelesenen Skalenteilen der Nullablage in Stellung *Brücke*.

31.6. Feldstärkeanzeigegeräte

Zur Unterstützung beim Antennenabgleich und zur Kontrolle der Strahlungscharakteristik von Richtantennen sind einfache Feldstärkeindikatoren brauchbar. Mit ihrer Hilfe kann mancher Beam den »letzten Schliff« bekommen.

In Bild 31.29. sind die Schaltbilder einiger unkomplizierter Anzeigegeräte aufgeführt. Bild 31.29.a stellt die einfachste Ausführung dar: einen gestreckten Halbwellendipol, in dessen Mitte eine Halbleiterdiode eingefügt ist. Parallel dazu liegt ein möglichst empfindliches Mikroamperemeter als Anzeigeinstrument. Der Meßdipol muß nicht unbedingt eine Länge von $\lambda/2$ haben; er kann beliebig verkürzt werden, wobei jedoch die Anzeigeempfindlichkeit absinkt. Ist der Richtstrahler horizontal polarisiert, so muß man auch den Meßdipol waagrecht aufhängen. Der Meßdipol wird in möglichst großer Entfernung von der Sendeantenne und in gleicher Höhe wie diese aufgebaut. Strahlt die Antenne in Richtung zum Feldstärkeindikator, so wird ein mehr oder weniger großer Ausschlag am Meßinstrument zu erkennen sein. Allerdings muß bei diesem Gerät das Ablesen des Instrumentes durch eine Hilfsperson vorgenommen werden, was umständlich und unbequem ist.

Wie Bild 31.29.b zeigt, kann das Anzeigeinstrument vom Meßdipol getrennt und über eine beliebig lange, verdrillte Doppelleitung oder Stegleitung mit ihm verbunden werden. Das Anzeigemeßwerk wird nun so in Sichtweite aufgestellt, daß das Ergebnis der Abgleicharbeiten direkt zu beobachten ist. Die Drosseln Dr_1 und Dr_2 sind im UKW-Bereich einfache Viertelwellendrosseln. Für alle Kurzwellenbänder genügen HF-Drosseln mit einer Induktivität um 1 mH (nicht kritisch).

Mit einem Faltdipol arbeitet die Ausführung nach Bild 31.29.c. Eine beliebig lange UKW-Bandleitung ist mit ihrem Wellenwiderstand an den Fußpunktwiderstand des Faltdipols angepaßt. Das Ende der Bandleitung schließt man mit einem Widerstand von 240 bis 300 Ω impedanzrichtig ab. Die HF-Gleichrichtung erfolgt in diesem Fall am Fußpunkt der Speiseleitung. Die Anordnung ist im UKW-Bereich gut brauchbar. Ihrer Verwendung auf Kurzwellen steht der verhältnismäßig große Platzbedarf des Schleifendipols entgegen.

Speziell für Kurzwellen ist der Feldstärkeindikator in Bild 31.29.d geeignet. In diesem Fall nimmt eine kurze Hilfsantenne die Hochfrequenz auf. Der an der Hochfrequenzdrossel L_1 entstehende HF-Spannungsabfall wird von einer Germaniumdiode gleichgerichtet und über eine beliebig lange Zweidrahtleitung (verdrilltes Feldkabel, Klingelleitungsdraht usw.) dem Anzeigeinstrument zugeführt. Die gesamte Anordnung kann einseitig geerdet werden. Höhere Empfindlichkeit erzielt man, wenn L_1 durch einen parallelgeschalteten Drehkondensator C (gestrichelt eingezeichnet) zu einem Parallelresonanzkreis erweitert

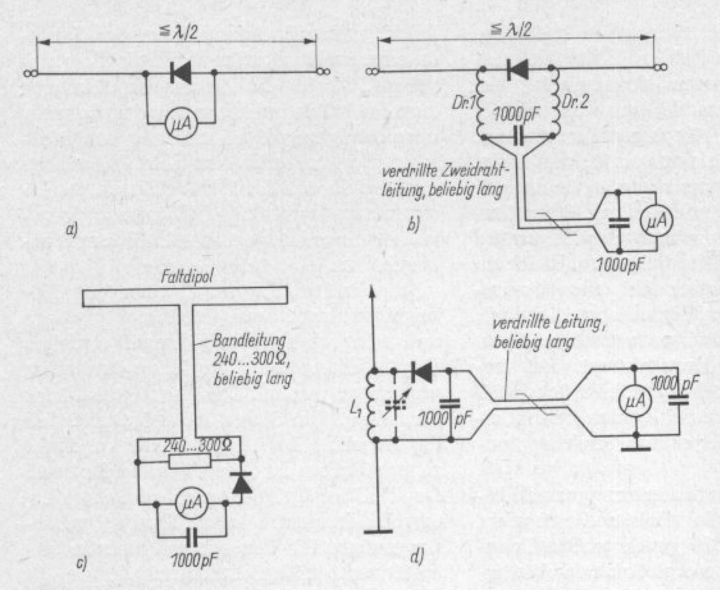


Bild 31.29. Feldstärkeanzeigegeräte

wird. Der Abstimmbereich muß aber die zu messende Frequenz erfassen. Bei Frequenzwechsel ist der Schwingkreis jeweils nachzustimmen. Die in allen Ausführungen enthaltenen Halbleiterdioden können beliebige HF-Typen sein (z.B. *OA 705*). An die Meßinstrumente werden keine besonderen Anforderungen gestellt; lediglich muß ihr Vollausschlag bei ≦ 0,5 mA liegen. Die einfachen Geräte ermöglichen relative Feldstärkemessungen, die annähernde Aufnahme von Richtdiagrammen bei Drehrichtstrahlern sowie die Abschätzung der Rückdämpfung.

In einigen Fällen sind selektive Feldstärkeanzeiger erwünscht, also Geräte, die erst dann die Feldstärke anzeigen, wenn sie auf die betreffende Frequenz abgestimmt werden. Sie vereinigen in sich die Funktion eines Feldstärkeanzeigers mit der eines Wellenmessers. Diese Forderung erfüllen z.B. auch die bekannten Antennentestgeräte. Selbst ein ganz einfacher Absorptionskreis-Wellenmesser mit Feldstärkeanzeiger nach Bild 31.30. ist in der Hand des Amateurs trotz verhältnismäßig geringer Empfindlichkeit ein vollwertiges Meßmittel. L_1 bildet zusammen mit C_1 einen veränderbaren Parallelresonanzkreis. Da dieser möglichst selektiv sein soll, darf er weder durch die Hilfsantenne noch durch die Halbleiterdiode stark bedämpft werden. Deshalb verwendet man eine kleine

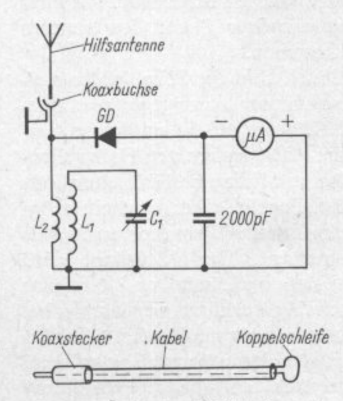


Bild 31.30. Selektives Feldstärkeanzeigegerät

Kopplungsspule L_2, die lose an den Kreis L_1–C_1 angekoppelt ist. Von der Hilfsantenne wird die Hochfrequenz aufgenommen und – wenn es sich um große Feldstärken handelt – bereits vom Meßinstrument angezeigt, ohne daß der Kreis L_1–C_1 in Resonanz mit der Sendefrequenz ist. Bei Nachstimmung auf Resonanz zeigt das Anzeigemeßwerk ein ausgeprägtes Maximum. Bei kleineren Feldstärken spricht das Instrument erst dann an, wenn der Abstimmkreis mit der Sendefrequenz in Resonanz ist. Ähnlich wie beim Grid-Dip-Meter kann man die Spulen als Steckspulen ausbilden und damit alle gewünschten Bereiche überstreichen. C_1 ist ein Drehkondensator mit etwa 50 pF Endkapazität, dessen Skala in Frequenzen geeicht werden kann. Für die Bemessung der Steckspulen geben die Tabellen 31.1. und 31.2. Anhaltspunkte. Als Anzeigeinstrument sind Drehspulmeßwerke mit einem Endausschlag bis zu 1 mA geeignet.

Das Gerät ist sehr vielseitig verwendbar. Versieht man es z.B. an Stelle der Hilfsantenne mit einem Stück Koaxialkabel, das an seinem Ende eine Koppelspule trägt, so können innerhalb des Senders mit der Koppelschleife die einzelnen Stufen abgetastet und Störstrahlungen lokalisiert werden. Auch bei der Neutralisation von Senderröhren leisten selektive Feldstärkeanzeiger gute Dienste. Wird zwischen Nullpotential und Meßinstrument ein Kopfhörer eingeschleift, so hat man einen Detektorempfänger, der es ermöglicht, die Modulation des eigenen Senders abzuhören (sogenannter Monitor).

Die Anzeige der HF-Spannung erfolgt nicht linear, sondern annähernd quadratisch. Wenn man ein hochempfindliches Anzeigeinstrument verwendet und somit einen entsprechend großen Vorwiderstand einsetzen kann (etwa 10 kΩ), wird die Anzeige weitgehend linearisiert.

Durch den Zusatz eines 1stufigen Transistorgleichstromverstärkers kann die Empfindlichkeit des selektiven Feldstärkeanzeigers beträchtlich erhöht werden. Eine solche Schaltung zeigt Bild 31.31. Der Transistor bewirkt – abhängig von seinen Daten – eine etwa 10fache Stromverstärkung. Dadurch ist man in der Lage, billige und robuste Anzeigeinstrumente zu verwenden. An den Transistor werden keine besonderen Forderungen gestellt, es eignet sich fast jeder NF-Typ. Die von der Halbleiterdiode GD gleichgerichtete Spannung liegt an der Basis des Transistors. Der Kollektorreststrom wird mit R_1 in einer Brückenschaltung kompensiert, so daß bei fehlendem Signal das Anzeigeinstrument auf 0 steht. Die Nulleinstellung sollte häufiger wiederholt werden, da Temperaturschwankungen den Reststrom der Transistoren beeinflussen.

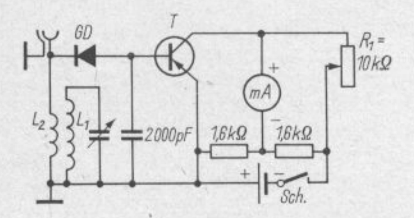


Bild 31.31. Selektiver Feldstärkeanzeiger mit Transistorgleichstromverstärker

Für die Schaltung nach Bild 31.32. ist ein Transistor höherer Grenzfrequenz erforderlich. Um auch im 2-m-Band messen zu können, sollte man den Typ *GF 121* oder einen anderen HF-Transistor mit möglichst geringem Kollektorreststrom einsetzen.

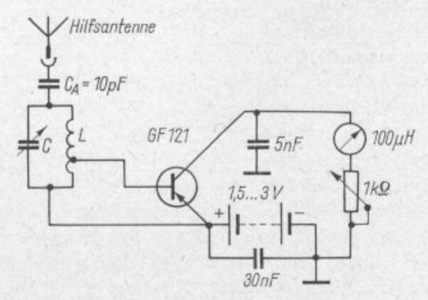


Bild 31.32. Selektiver Feldstärkeanzeiger mit HF-Transistor

Der Kreis L–C ist für die vorgesehene Arbeitsfrequenz zu bemessen. Damit der Resonanzkreis vom niedrigen Transistoreingangswiderstand nicht zu sehr bedämpft wird, liegt die Basis an einer Anzapfung nahe dem »kalten« Ende der Spule. Die Länge der Hilfsantenne ist von der Wellenlänge und der herrschenden Feldstärke abhängig.

31.7. Einfache Meßeinrichtungen für HF-Ströme und HF-Spannungen

In einigen Fällen – insbesondere bei der Verwendung abgestimmter Speiseleitungen – ist es günstig, wenn man den Antennenstrom und gegebenenfalls auch die Antennenspannung messen kann. Absolute Messungen des Antennenstromes werden mit dem Thermokreuz in Verbindung mit einem hochempfindlichen Drehspulmeßwerk durchgeführt. Gelegentlich finden auch Hitzdrahtinstrumente Verwendung. Beide sind jedoch teuer und außerdem gegen Überlastung sehr empfindlich.

Der Amateur kann bei seinen Messungen meist auf die Kenntnis des absoluten Antennenstromwertes verzichten. Ihm genügen Anordnungen, die beim Abstimmen das Maximum des Antennenstromes erkennen lassen. Im einfachsten Fall werden zwischen Senderausgang und Speiseleitung Glühlampen eingeschaltet (z.B. Skalenlampen), die den maximalen Antennenstrom durch hellstes Aufleuchten anzeigen (Bild 31.33.).

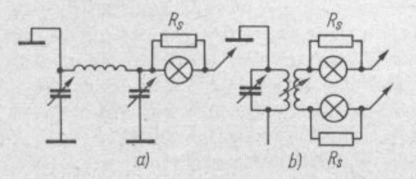


Bild 31.33. Glühlampenindikator; a – für Eindrahtspeiseleitung, b – für Zweidrahtspeiseleitung

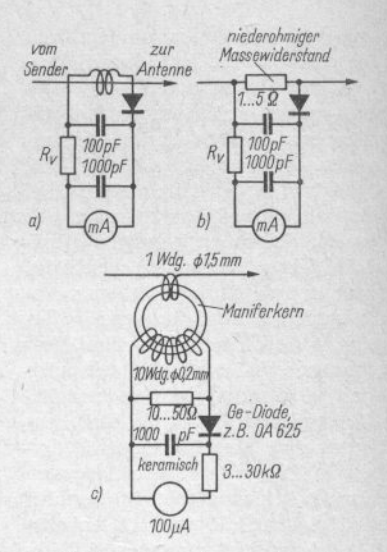


Bild 31.34. Antennenstromanzeigegeräte; a – HF-Stromabnahme durch Koppelschleife, b – Messung des Spannungsabfalls an einem niederohmigen Meßwiderstand, c – HF-Stromwandler

Die Parallelwiderstände R_s »shunten« die Glühlampen, sie verhindern in bestimmten Grenzen ihr Durchbrennen und setzen gleichzeitig die schädliche Induktivität des Glühfadens etwas herab. Mit der Lampenanordnung nach Bild 31.33.b wird außerdem noch angezeigt, ob beide Speiseleitungszweige annähernd symmetrisch erregt sind (gleichmäßig helles Aufleuchten beider Lampen).

Die in Bild 31.34. dargestellten Antennenstromanzeigegeräte unterscheiden sich nur durch die Art der Ankopplung an die Speiseleitung. Als Gleichrichterelemente sind alle üblichen HF-Halbleiterdioden brauchbar (z.B. *OA 625*, *OA 705* usw.). Die Anzeigeempfindlichkeit solcher Stromwandlergeräte ist im allgemeinen viel größer als die von Glühlampenindikatoren.

Mitunter erweist sich auch eine Anzeigemöglichkeit für die Maxima und Minima der HF-Spannung als vorteilhaft. Die Glimmlampe ist ein brauchbarer Span-

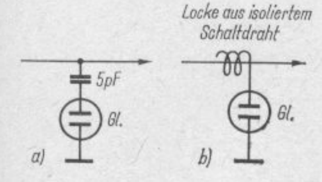


Bild 31.35. HF-Spannungsanzeige durch kapazitiv angekoppelte Glimmlampe

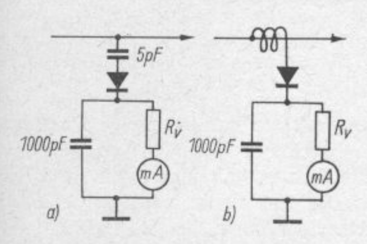


Bild 31.36. Empfindlicher HF-Spannungsanzeiger

nungsindikator. Sie wird nach Bild 31.35. kapazitiv an die Speiseleitung angeschlossen. Bei mittleren Sendeleistungen genügt meist schon die kapazitive Annäherung an die Speiseleitung, um die Glimmlampe zum Aufleuchten zu bringen. Eine sehr empfindliche Meßanordnung erhält man durch Gleichrichtung der HF-Spannung mit einer Halbleiterdiode und nachfolgender Anzeige an einem Drehspulmeßwerk (Bild 31.36.). Die Größe des Vorwiderstandes R_v ist vom Innenwiderstand des Meßwerkes und von der gewünschten Empfindlichkeit abhängig. Alle in diesen Meßanordnungen verwendeten Kondensatoren sind keramische Typen. Es sei noch auf einen Nachteil hingewiesen, den die Verwendung von Dioden im Antennenkreis mit sich bringen kann: Durch die nichtlineare Kennlinie der Diode entstehen bei der Gleichrichtung Oberwellen der Betriebsfrequenz. Diese können auf die Antenne gekoppelt und abgestrahlt werden. Dioden können somit der unerwünschte Anlaß zum Auftreten von Störungen des Rundfunk- und Fernsehempfanges sein.

31.8. Absorber (Kunstantennen)

Zu den wichtigen Hilfseinrichtungen einer Amateurstation gehört der *Absorber*. In seiner einfachsten Form stellt er einen rein ohmisch wirkenden Abschlußwiderstand dar, dessen Widerstandswert so bemessen ist, daß Widerstandsanpassung herrscht. Man muß demnach eine Energieleitung von 60 Ω Wellenwiderstand mit einem reinen Wirkwiderstand von 60 Ω abschließen; in diesem Fall herrscht Anpassung, es treten deshalb keine stehenden Wellen auf, und die gesamte Energie wird vom Abschlußwiderstand strahlungsfrei in Wärme umgesetzt. Schließt man einen solchen Belastungswiderstand statt einer Antenne an die Energieleitung an, so bezeichnet man ihn, sprachlich nicht ganz einwandfrei, als *Kunstantenne*.

Absorber sind vielseitig zu verwenden. Man benötigt sie nicht nur beim Senderabgleich, sondern auch zur Leistungsmessung und zum Eichen von Antennenmeßgeräten. Die Belastbarkeit eines Absorbers muß dem Verwendungszweck angepaßt sein; soll er als Kunstantenne dienen, ist die gesamte Sender-HF-Leistung zu absorbieren. Leider sind induktionsfreie und gleichzeitig hochbelastbare Spezialwiderstände teuer und im allgemeinen auch schwierig zu beschaffen. Für den Funkamateur kommen deshalb nur selbsthergestellte Kombinationen handelsüblicher Kohleschichtwiderstände in Frage, die den im Amateurfunk gestellten Anforderungen durchaus genügen können.

Drahtgewickelte Widerstände muß man wegen ihrer großen Induktivität als völlig unbrauchbar bezeichnen. Kohleschichtwiderstände mit eingeschliffener Wendel sind im Kurzwellenbereich bedingt zu verwenden, vor allem, wenn man mehrere gleiche Widerstände parallelschaltet. Besser eignen sich glatte Schichtwiderstände. Am günstigsten sind Massewiderstände, vor allem Borkohlewiderstände.

Die schädliche Induktivität eines Widerstandes vermindert sich um so mehr, je größer die Anzahl der parallelgeschalteten

Widerstände ist; gleichzeitig summiert sich die Gesamtbelastbarkeit. Darüber hinaus addieren sich aber bei der Parallelschaltung die unerwünschten Kapazitäten der Widerstände. Im Bedarfsfall läßt sich jedoch die schädliche Kapazität durch eine entsprechende Induktivität kompensieren.

Die primitivste, aber bei Funkamateuren häufig anzutreffende Kunstantenne besteht aus Glühlampen, die mit möglichst kurzen Leitungen an die Sender-Endstufe angeschlossen werden. Von einem reellen Abschluß kann in diesem Fall keine Rede sein, abgesehen davon, daß der Widerstand von Metallfadenlampen sehr stark temperaturabhängig ist. Das Verhältnis von Kaltwiderstand zu Warmwiderstand beträgt 1:10 bis 1:15! Günstiger sind Kohlefadenlampen, deren Widerstand sich nur etwa im Verhältnis 1:2 verändert.

Oft bietet sich dem Funkamateur die Möglichkeit, größere Stückzahlen gleichartiger Schichtwiderstände aus Altbeständen billig zu erwerben. Werte bis maximal etwa 3 kΩ mit Belastbarkeiten >0,5 W sind für die Herstellung einer brauchbaren Kunstantenne geeignet.

Da der Absorber immer in Verbindung mit koaxialen Leitungen verwendet wird, beträgt der Gesamtwiderstand vorwiegend 60 Ω, seltener 50, 70 oder 75 Ω. Besitzt man z.B. eine größere Anzahl von 1,5-kΩ-Widerständen mit je 1 W Belastbarkeit, dann sind für einen Gesamtwiderstand von 60 Ω 25 Einzelwiderstände parallelzuschalten (1500:60 = 25), wobei die Belastbarkeit 25 W beträgt. Verfügt man über Widerstände mit kleineren Ohmwerten (z.B. 150 Ω/2 W), so behilft man sich mit einer Serien-Parallelschaltung. Dabei sind z.B. jeweils 2 Widerstände in Reihe geschaltet (300 Ω), und 5 solcher Reihen liegen einander parallel. Somit ergibt sich ein Gesamtwiderstand von 60 Ω (300:5 = 60) bei einer Belastbarkeit von 10 · 2 W = 20 W.

Brauchbare Abschirmbehältnisse für Selbstbau-Kunstantennen bieten Weißblechdosen mit Druckdeckel (z.B. leere Farbbüchsen). Nach Bild 31.37. montiert man die gesamte Widerstandskombination

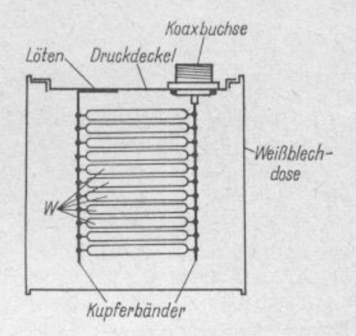


Bild 31.37. Kunstantenne in Druckdeckelblechdose

zusammen mit der Koaxialanschlußbuchse auf dem Druckdeckel. Der Außenleiter der Koaxialbuchse ist mit dem Metalldeckel verlötet, der Innenleiter wird durch ein Kupferband verlängert, das, auf seine Fläche verteilt, entsprechende Bohrungen enthält, durch die man die Anschlußdrähte der Widerstände führt und anlötet. Das gegenüberliegende Kupferband soll stabil sein, weil es den mechanischen Hauptstützpunkt für die Anordnung darstellt. Es ist am dekkelseitigen Ende abgewinkelt und mit dem Druckdeckel als Masseleiter dauerhaft leitend verbunden. Auch dieses Band weist Bohrungen für die Anschlußdrähte der Widerstände auf. Die Widerstände sind übrigens auch in der Tiefe gestaffelt angebracht, was aus der Zeichnung nicht hervorgeht.

Diese Bauweise hat den großen Vorzug, daß die Belastbarkeit einer solchen Kunstantenne auf etwa den 3fachen Nennwert erhöht werden kann, wenn man die Dose mit Transformatorenöl – notfalls auch mit dünnflüssigem Motorenöl – füllt. Durch das Ölbad wird die Verlustwärme schneller abgeführt, die Widerstände können somit höher belastet werden.

Elektrisch etwas günstiger ist die in Bild 31.38. dargestellte Bauweise, weil sie sich der koaxialen Technik besser annähert. Auch in diesem Fall verwendet man eine Blechbüchse und befestigt die Koaxialbuchse zentrisch im Druckdeckel. Entsprechend der Länge der einzufügenden Wider-

stände wird der Innenleiter der Koaxialbuchse verlängert und mit einer Kreisscheibe nach Bild 31.38.b abgeschlossen. Konzentrisch zum Innenleiterabschluß enthält diese Metallscheibe Bohrungen für die Befestigung der Widerstände. Da der Außenleiteranschluß der Koaxialbuchse leitend mit dem Metalldeckel verbunden ist, lassen sich die oberen Widerstandsenden direkt mit dem Dosendeckel verlöten. Man kann auch – wie gezeichnet – eine 2. Kreisscheibe mit größerer Zentralbohrung anfertigen, die großflächig leitend mit dem koaxialen Außenleiter verbunden wird. Sie nimmt die oberen Enden der Widerstände auf. Auch dieser Absorber läßt sich zur Erhöhung der Belastbarkeit mit Transformatorenöl füllen.

Ist der Sender mit einer Kunstantenne reell abgeschlossen, kann man dessen HF-Ausgangsleistung durch eine Spannungsmessung leicht ermitteln. Über den HF-Tastkopf eines Diodenvoltmeters wird die Spannung U am Innenleiter gemessen. Da der Lastwiderstand R (Kunstantenne) bekannt ist, erhält man die Leistung P nach

$$P = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R}. \qquad (31.5.)$$

Dabei ist U als Effektivspannung einzusetzen. Mißt man die Spitzenspannung U_{sp}, so muß der Spannungswert mit dem Faktor 0,707 multipliziert werden, um die Effektivspannung zu erhalten. Bequemer läßt sich für diesen Fall die Gleichung

$$P = \frac{U_{\text{sp}}^2}{2R} \qquad (31.6.)$$

anwenden, bei der die HF-Spitzenspannung direkt eingesetzt ist. Es wird die Gesamtleistung einschließlich vorhandener Oberwellen und Nebenwellen gemessen. Die Ermittlung des Oberwellen- oder Nebenwellenanteils ist durch den Einsatz eines selektiven Röhrenvoltmeters möglich.

31.9. Dämpfungsglieder (Eichleitungen)

Dämpfungsglieder benötigt der Funkamateur hauptsächlich bei der Aufnahme der Antennenrichtcharakteristik, bei der Ermittlung des Antennengewinnes und zu technisch einwandfreien Durchführungen von Feldstärkevergleichen (Empfangsrapporte).

Dämpfungsglieder werden als passive Vierpole in die Verbindung zwischen Meßobjekt (z.B. Antenne) und Indikator (z.B. Empfänger) eingeschleift. Ihre Dämpfungswerte sind in dB festgelegt, die Dämpfung ist häufig umschaltbar oder kontinuierlich zu regeln. Man spricht dann auch von einer Eichleitung.

Entsprechend ihrem Verwendungszweck unterscheidet man symmetrische und unsymmetrische Dämpfungsglieder. Sie dürfen den Wellenwiderstand der Leitung und somit die Anpassung nicht stören. Einfache Dämpfungsglieder sind nur für Abschwächungen bis höchstens 20 dB (10:1) brauchbar, da die Übersprechdämpfung um so geringer wird, je größer die eingestellte Dämpfung ist. Werden größere Dämpfungswerte gewünscht, muß man mehrere ent-

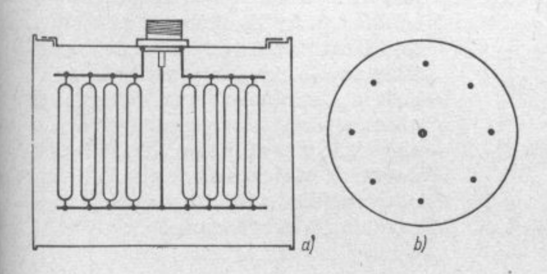


Bild 31.38
Kunstantenne in annähernd koaxialer Bauweise; a – Schnittansicht, b – untere Anschlußscheibe (Innenleiterplatte)

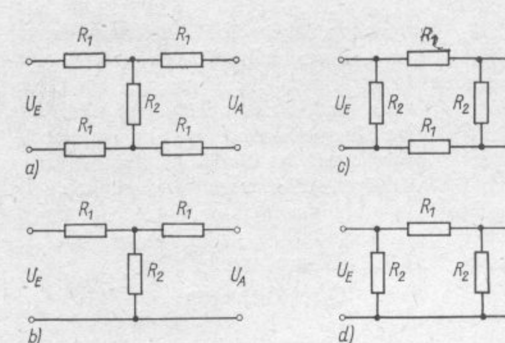


Bild 31.39
Dämpfungsglieder; a – symmetrische T-Schaltung, b – unsymmetrische T-Schaltung, c – symmetrische π-Schaltung, d – unsymmetrische π-Schaltung

sprechend bemessene Abschwächer hintereinanderschalten. Die Dämpfungswerte der Einzelglieder in dB addieren sich dann.

In Abhängigkeit von der Art der Zusammenschaltung unterscheidet man die T-Schaltung (Bild 31.39.a und Bild 31.39.b) und die π-Schaltung (Bild 31.39.c und Bild 31.39.d). In der Wirkung und im Aufwand sind sie identisch, allgemein wird jedoch die π-Schaltung bevorzugt. Die Berechnung der Einzelwiderstände ist aus dem *Kirchhoff*schen Gesetz abgeleitet. Für ein symmetrisches Dämpfungsglied in T-Schaltung nach Bild 31.39.a ergeben sich die Widerstandswerte für R_1 und R_2 aus den Formeln

$$R_1 = \frac{Z(a-1)}{2(a+1)}, \qquad (31.7.)$$

$$R_2 = \frac{2Za}{a^2-1}; \qquad (31.8.)$$

Z – Eingangs- und Ausgangswiderstand des Dämpfungsgliedes in Ω, a – Quotient aus Eingangs- und Ausgangsspannung (Abschwächungsverhältnis).

Für die Berechnung eines symmetrischen Dämpfungsgliedes in π-Schaltung nach Bild 31.39.c gelten die Formeln

$$R_1 = \frac{Z(a^2-1)}{4a}, \qquad (31.9.)$$

$$R_2 = \frac{Z(a+1)}{a-1}. \qquad (31.10.)$$

Bei der unsymmetrischen T-Schaltung nach Bild 31.39.b wird

$$R_1 = \frac{Z(a-1)}{a+1}, \qquad (31.11.)$$

während R_2 nach Gl. (31.8.) zu ermitteln ist.

Für die unsymmetrische π-Schaltung in Bild 31.39.d gilt

$$R_1 = \frac{Z(a^2-1)}{2a}; \qquad (31.12.)$$

R_2 ergibt sich aus Gl. (31.10.).

Beim Aufbau von Dämpfungsgliedern sollten folgende praktische Regeln beachtet werden:

- Man verwende Widerstände mit $^1/_4$, $^1/_8$ oder $^1/_{10}$ W Belastbarkeit. Drahtgewickelte Widerstände sind unbrauchbar. Kappenlose Schichtwiderstände haben eine besonders geringe Eigenkapazität; am besten eignen sich UKW-Schichtwiderstände.
- Keinen Schaltdraht verwenden, möglichst nur mit den Widerständen selbst schalten. Jeder Zentimeter Draht bringt schädliche Induktivitäten und Kapazitäten in die Schaltung. Deshalb sollen auch die Zuleitungen zum Dämpfungsglied möglichst kurz gehalten werden.
- Kapazitätsarm aufbauen, d.h., die Widerstände dürfen sich gegenseitig nicht oder nur sehr wenig beeinflussen. Deshalb die Widerstände möglichst rechtwinklig zueinander anordnen.

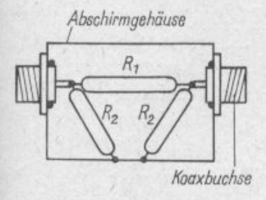


Bild 31.40. Beispiel für die Anordnung eines unsymmetrischen Dämpfungsgliedes in π-Schaltung

Für Eich- und Vergleichszwecke in der Antennentechnik sind nur unsymmetrische Dämpfungsglieder im Zuge koaxialer Leitungen sinnvoll, da durch die aufbaubedingte Abschirmung des Innenleiters eine relativ große Übersprechdämpfung erreicht wird. Das Dämpfungsglied selbst muß ebenfalls abgeschirmt sein.

Da sich bei der Errechnung der Widerstände nur selten handelsübliche Werte ergeben, müssen sie aus einer größeren Stückzahl mit Hilfe einer Widerstandsmeßbrücke ausgesucht werden. *DM2AKD* empfiehlt folgendes Verfahren zur Herstellung »krummer« Widerstandswerte:

Man bearbeitet einen ungewendelten Widerstand, dessen Widerstandswert etwas geringer als der gewünschte ist, indem man ihn mit der Kante eines Abziehsteins in axialer Richtung auf einer Stelle schabt. An einer Widerstandsmeßbrücke wird dabei laufend die Widerstandserhöhung beob-

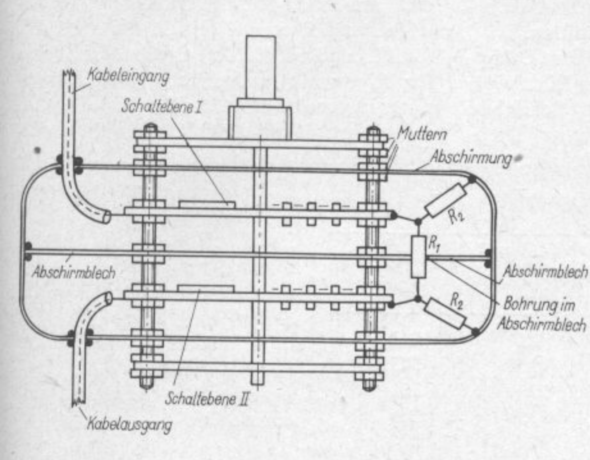


Bild 31.41
Aufbau eines umschaltbaren Dämpfungsgliedes

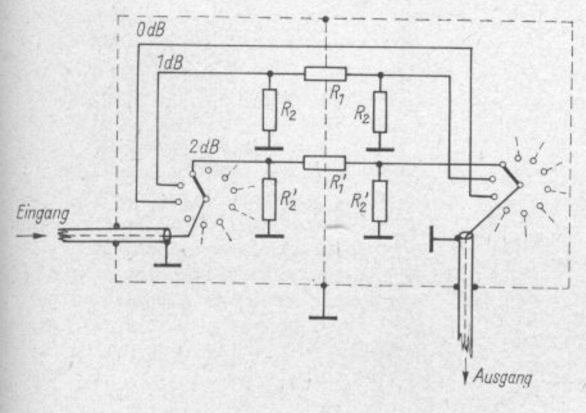


Bild 31.42
Schaltbild des umschaltbaren Dämpfungsgliedes nach Bild 31.41. (Es sind nur die Schaltstellungen 0 dB, 1 dB und 2 dB eingezeichnet)

achtet. Kommt man in die Nähe des gewünschten Wertes, wird mit einem Glashaarpinsel der Feinabgleich bis zum Sollwert weitergeführt. Abschließend überzieht man die Schabestelle mit einem Schutzlack. Bei gewendelten Widerständen wird die axiale Bearbeitung nicht empfohlen; in diesem Fall ist es günstiger, die vorhandene Wendelung mit der Abziehsteinkante zu verlängern.

Das Aufbaubeispiel eines abgeschirmten, unsymmetrischen Dämpfungsgliedes in π-Schaltung (Bild 31.39.d) zeigt Bild 31.40. Die Herstellung mehrerer Dämpfungsglieder verschiedener Dämpfung empfiehlt sich; man kann dann durch entsprechendes Hintereinanderschalten beliebig große Dämpfungen herstellen und erhält dabei eine besonders große Übersprechdämpfung.

Sehr praktisch sind umschaltbare Dämpfungsglieder. Ein solches ist in Bild 31.41. dargestellt; das dazugehörige Schaltbild zeigt Bild 31.42. Ein keramischer Drehschalter (Kreisschalter) mit 2 Schaltebenen und mit je 8 bis 12 Schaltstellungen wird so hergerichtet, daß die beiden Schaltebenen durch eine Blechscheibe voneinander abgeschirmt sind. Weitere Abschirmbleche werden so angeordnet, daß sich jede Ebene in einer gesonderten Abschirmkammer befindet. Die Trennwand beider Ebenen erhält in der Nähe der jeweiligen Kontaktfahnen Bohrungen zum Durchführen der Widerstände R_1. Die beiden R_2 werden in der für sie zuständigen Kammer auf kürzestem Wege an Masse gelegt. Die zu- und ableitenden Koaxialkabel führen zu den Verteilkontakten von Schaltebene I bzw. Schaltebene II. Die Kabelaußenleiter werden in der Nähe der Kontaktfahne mit der Abschirmung großflächig verbunden. Für den am häufigsten gebrauchten Wellenwiderstand Z von 60 Ω sind die nach Gl. (31.12.) und Gl. (31.10.) errechneten Werte für R_1 und R_2 entsprechend den Dämpfungswerten von 1 bis 20 dB in Tabelle 31.4. aufgeführt. Diese Angaben beziehen sich ausschließlich auf die unsymmetrische π-

Verhältnis in dB	U_E/U_A a	R_1 in Ω	R_2 in Ω
1	1,122	6,9	1043
2	1,259	13,9	523
3	1,413	22	350
4	1,585	28,6	265
5	1,778	36,5	214
6	1,995	44,8	181
7	2,24	50	155
8	2,51	63,4	140
9	2,82	70	120
10	3,16	85	115
11	3,55	98	107
12	3,98	111,8	100,3
13	4,47	127,4	96,6
14	5,01	144	90
15	5,62	163,3	86
16	6,31	184,6	82,6
17	7,08	205,7	80
18	7,95	236	77
19	8,91	267	75
20	10,00	297	73,3

Tabelle 31.4. Werte für R_1 und R_2 von unsymmetrischen Dämpfungsgliedern in π-Schaltung nach Bild 31.39.d bei einem Wellenwiderstand von 60 Ω

Dämpfung in dB	Eingangs-spannung U_E in V	Ausgangs-spannung U_A in V	Faktor m
0	6,0	6,0	1
1	6,0	5,35	0,891
2	6,0	4,77	0,795
3	6,0	4,25	0,708
4	6,0	3,79	0,631
5	6,0	3,37	0,562
6	6,0	3,01	0,501
7	6,0	2,68	0,447
8	6,0	2,39	0,398
9	6,0	2,13	0,355
10	6,0	1,90	0,316
11	6,0	1,69	0,282
12	6,0	1,51	0,251
13	6,0	1,34	0,224
14	6,0	1,20	0,200
15	6,0	1,07	0,178
16	6,0	0,95	0,158
17	6,0	0,85	0,141
18	6,0	0,76	0,126
19	6,0	0,67	0,112
20	6,0	0,60	0,100

Tabelle 31.5. Sollwerte für U_A bei einer Meßspannung U_E von 6,0 V in Abhängigkeit von der Dämpfung in dB (Meßschaltung nach Bild 31.43.)

Schaltung nach Bild 31.39.d und haben sowohl für feste als auch für umschaltbare Dämpfungsglieder Gültigkeit.

Sehr handlich sind regelbare Dämpfungsglieder, die eine kontinuierliche Einstellung der Dämpfung erlauben. Von VEB *ELRADO* Dorfhain werden unter der Bestellnummer *0120.390-0001* solche Dämpfungsglieder mit einem Wellenwiderstand von 60 Ω und einem Mindestregelumfang von 90 dB gefertigt. Dieses Regelglied hat eine Grunddämpfung von 5 dB. Die Maximaldämpfung solcher Glieder kann man im HF-Bereich jedoch im allgemeinen nicht ausnutzen, weil es nicht gelingt, den Ein- und Ausgang so gut zu entkoppeln, daß die Übersprechdämpfung groß genug ist. Regelbare Dämpfungsglieder müssen mit den vorgesehenen Betriebsfrequenzen geeicht werden, da sie nicht frequenzunabhängig sind.

Bei festen und bei regelbaren Dämpfungsgliedern kann man in einer einfachen Meßschaltung nach Bild 31.43. die vorhandenen Dämpfungswerte kontrollieren. Von einer Gleichspannungsquelle wird die an einem Voltmeter überwachte Eingangsspannung U_E (z.B. 6,0 V) entnommen. Der Ausgang des Dämpfungsgliedes U_A ist mit einem Widerstand R_Z abgeschlossen, der dem Wellenwiderstand Z des Dämpfungsgliedes entsprechen muß (z.B. 60 Ω). Parallel zu R_Z liegt ein 2. Voltmeter, an dem man die durch das Dämpfungsglied herabgesetzte Spannung U_A abliest. Aus dem Quotienten $U_E/U_A = a$ kann dann die Dämpfung in dB ermittelt werden.

In Tabelle 31.5. sind für die Meßspannung U_E von 6,0 V die Sollwerte der Spannung U_A in Abhängigkeit von der Dämpfung in dB aufgeführt. Für andere Meßspannungen U_E ist zu den Dämpfungswerten in dB der dazugehörige Faktor m angegeben. Man erhält die Sollspannung von U_A

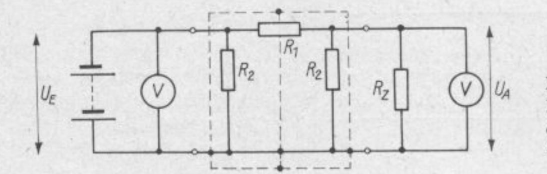


Bild 31.43
Meßschaltung zum Überprüfen eines Dämpfungsgliedes mit Gleichspannung

für eine bestimmte Dämpfung, wenn U_E mit m multipliziert wird. Meßschaltung und Tabelle haben für alle in Bild 31.39. aufgeführten Dämpfungsglieder Gültigkeit.

Literatur zu Abschnitt 31.

Heine, A.: Der »Grid-Dipper«, »DL-QTC«, Heft 6, Seiten 242 bis 247, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1952

Lickfeld, K. G.: Grid-Dip-Oszillator für 144 MHz, »DL-QTC«, Heft 6, Seiten 248 bis 250, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1952

Gruhle, W.: Ein Grid-Dipper (DARC-Standardgerät Nr. 1), »DL-QTC«, Heft 7, Seiten 288 bis 298, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1954

Hirzel, W.: Ein interessantes Grid-Dip-Meter, »DL-QTC«, Heft 6, Seiten 253 bis 254, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1959

A. R. R. L.: The Radios Amateur's Handbook, 39th Edition, Seiten 523 bis 526, West Hartford, Conn., 1962

Molière, T.: Transistor-Griddipper für 400 kHz bis 55 MHz, »DL-QTC«, Heft 5, Seiten 204 bis 206, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1961

Fischer, H.-J.: Die Transistorisierung der Amateurfunkstation, Reihe »Der praktische Funkamateur«, Band 77, Seiten 37 bis 38, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

Neben, H. M.: A Transistorized Grid-Dip-Meter, The Mobile Manual, Seiten 213 bis 214, West Hartford, Conn., 1960

Sondgeroth, C.: The Gate Dipper, »CQ«, Heft 3, Seiten 30 bis 31, Cowan Publishing Corp., Port Washington, N.Y. 24, 1968

Damm, G.: Ein Reflektometer für 144 MHz, »Funkamateur« **13** (1964), Heft 10, Seiten 328 bis 329

Fussnegger, F. W.: Der Richtkoppler in der Amateurpraxis, »Funkamateur« **15** (1966), Heft 10, Seiten 481 bis 483

Laufs, G.: Über Fehlerquellen bei Richtkoppler- und Reflektometermessungen, »UKW-Berichte« **4** (1964), Heft 1, Seiten 47 bis 56, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

Orr, W. I.: The Monimatch SWR Bridge, beam antenna handbook, 2nd Edition, Seiten 179 bis 181, Radio Publications, Inc., Wilton, Conn.

Oxley, G. C./Nowak, A.: Antennentechnik, 2. Auflage, Seiten 206 bis 209, Fachbuchverlag Siegfried Schütz, Hannover 1957

Rohrbacher, H. A.: Der Richtkoppler, »DL-QTC«, Heft 12, Seiten 570 bis 573, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1959

Koch, E.: Einfaches 60-Ohm-Anpassungsgerät für 3,5 bis 150 MHz, »DL-QTC«, Heft 7, Seiten 320 bis 321, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1960

Kuphal, U.: Antennenmeßgerät für 145 MHz, »Funkamateur« **14** (1965), Heft 10, Seiten 336 bis 337

Scherer, W. M.: Antennascope-54, Antenna Roundup, Seiten 119 bis 128, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1963

Knorr, H.: Der Mikromatch, »QRV«, Heft 4, Seiten 370 bis 373, Stuttgart 1950

Brauer, H.: Die künstliche Antenne in der Amateurstation, »Funkamateur« **15** (1966), Heft 6, Seite 269, Seiten 273 bis 274

Schubert, W.: Kunstantenne für die KW-Bänder, »DL-QTC«, Heft 10, Seiten 474 bis 475, W. Körner-Verlag, Stuttgart 1963

Wagenaar, A.: De Ohmse Kunstantenne, »CQ-PA«, Heft 31, Seiten 363 bis 366, Apeldoorn 10 (1961)

Anderson, C.: A Compact Dummy Load for Coax Line, Antenna Roundup, Seite 135, Cowan Publishing Corp., New York 36, N.Y. 1963

Pricks, T.: Querschnitt durch die UKW-Technik, Abschnitt 3.4., Reihe »Der praktische Funkamateur«, Heft 57, Deutscher Militärverlag, Berlin 1965

Rothammel, K.: Praxis der Fernsehantennen II, Abschnitt 7.2., Reihe »Der praktische Funkamateur«, Heft 56, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

Wasmus, J./Laufs, G.: Die Eichleitung, »UKW-Berichte« 7 (1967), Heft 1, Seiten 23 bis 27, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen

32. Antennenmessungen in der Amateurpraxis

Im kommerziellen Sektor der Technik werden Antennenmessungen sehr exakt und mit entsprechend großem Aufwand an hochwertigen Meßgeräten durchgeführt. Auch der Funkamateur sollte nicht darauf verzichten, seine Antenne mit den ihm zur Verfügung stehenden einfachen Meßmitteln zu überprüfen; denn diese verhältnismäßig geringe Arbeit lohnt immer. Natürlich sind einfachen Selbstbaumeßgeräten hinsichtlich Anwendungsbereich und Anzeigegenauigkeit Grenzen gesetzt. Im Amateurfunk kommt es jedoch nicht darauf an, Absolutwerte technischer Parameter zu ermitteln, sondern es genügt fast immer, wenn die Messungen Relativwerte ergeben, aus denen sich Abgleichzustand und Abgleichtendenz einer Antennenanlage ersehen lassen.

Fast alle modernen angepaßten Antennen speist man heute über Koaxialkabel, die in Abschnitt 31. beschriebenen Anpassungsmeßgeräte berücksichtigen diesen Umstand. Werden noch symmetrische Speiseleitungen eingesetzt, so kann man sehr einfach durch eine Halbwellenumwegleitung oder einen *Guanella*-Übertrager (s. Abschn. 7.5. bis Abschn. 7.7.) eine Symmetrie- und Impedanzwandlung herbeiführen und damit die Meßeinrichtungen universell anwenden.

Für Antennen, die über abgestimmte Speiseleitungen erregt werden, erübrigen sich spezielle Meßanordnungen; denn bei richtiger Anwendung der senderseitigen Abstimmeinrichtungen (Antennenkoppler, *Collins*-Filter) stellen sich Antennenresonanz und Antennenanpassung zwangsläufig ein (s. Abschn. 8.2.).

Um bei einer angepaßten Antennenanlage optimale Betriebsbedingungen herstellen zu können, ist ein Stehwellenanzeiger (Reflektometer) unerläßlich. Zeigt das Reflektometer eine stehwellenfreie Leitung an, erübrigen sich weitere Messungen; denn dieser Anpassungszustand bedeutet, daß der Antennenleiter resonant und mit seinem Fußpunktwiderstand abgeschlossen ist: Es herrschen optimale Betriebsbedingungen. Alle weiteren in Abschnitt 31. beschriebenen Meß- und Anzeigeanordnungen sind im Grunde genommen Ergänzungseinrichtungen, die entweder ebenfalls die Einstellung der minimalen Welligkeit ermöglichen oder mit denen man andere Kennwerte der Antenne, wie Bandbreite und Strahlungseigenschaften, ermitteln kann.

32.1. Stehwellenmessungen mit dem Reflektometer

Die in Abschnitt 31.2.2. beschriebenen Reflektometerschaltungen haben den Vorzug, daß sie auch bei hohen Frequenzen (z.B. im 2-m-Band) noch eine brauchbare Stehwellenanzeige ermöglichen und daß man sie als Betriebsmeßgeräte dauernd in der Speiseleitung belassen kann. Meßfehler, die bei der Anwendung von Reflektometern auftreten können, wurden in Abschnitt 31.2.1. ausführlich behandelt.

Mit dem Reflektometer ist der Erstabgleich einer Antenne etwas umständlicher durchzuführen als z.B. mit einem Antennascope; denn das Reflektometer zeigt nur den Grad der Fehlanpassung an. Es gibt aber zunächst keine Auskunft darüber, ob die stehenden Wellen durch schlechte

Widerstandsanpassung des Antennenfußpunktes an den Wellenwiderstand des Speisekabels hervorgerufen werden oder ob sie die Folge einer nichtresonanten Antenne sind (induktiver oder kapazitiver Blindwiderstand am Speisepunkt). Man wird nun die Betriebsfrequenz versuchsweise nach höheren und nach niedrigeren Frequenzen verändern und dabei die Reflektometeranzeige beobachten. Ist die Welligkeit in einer der beiden Abstimmrichtungen geringer geworden, kann man damit rechnen, daß eine Verstimmung der Antennenresonanz vorliegt und deshalb Blindkomponenten am Speisepunkt vorhanden sind. Bei zu kurzem Antennenleiter stellt sich eine Verbesserung des Stehwellenverhältnisses ein, wenn man die Sendefrequenz zu höheren Frequenzen verändert und umgekehrt. Läßt sich dagegen in keiner der beiden Frequenzabstimmrichtungen eine Verringerung der Welligkeit feststellen, so darf man annehmen, daß der Antennenspeisepunkt reell ist, aber in seinem Widerstandswert nicht dem Wellenwiderstand des Speisekabels entspricht. Aus der Welligkeitsanzeige läßt sich durchaus die Größe der Widerstandablage erkennen, aber nicht ihre Richtung. Ist z.B. auf einer 60-Ω-Speiseleitung ein Welligkeitsfaktor $s = 2$ vorhanden, kann der Speisepunktwiderstand der Antenne sowohl 30 Ω (1:2) als auch 120 Ω (2:1) betragen.

Beim Antennenabgleich mit dem Reflektometer muß beachtet werden, daß zuerst vorhandene Blindanteile des Speisepunktes zu beseitigen sind, dann erst kann man die exakte Widerstandsanpassung vornehmen. Teilweise ist es erforderlich, den gesamten Abgleich noch einmal zu wiederholen, weil Veränderungen an den Anpaßmitteln wieder eine Verstimmung der Antennenresonanz verursachen können.

32.2. HF-Brückenschaltungen in der Antennenmeßpraxis

Brückenschaltungen in der Art eines Antennascope (Abschn. 31.5.1.) oder eines Matchmaker (Abschn. 31.5.2.) sind in ihren Anwendungsmöglichkeiten vielseitiger als das Reflektometer. Allerdings werden im VHF-Bereich Aufbau und Eichung problematisch.

HF-Meßbrücken sind nur in Verbindung mit einem frequenzvariablen Speisegenerator zu verwenden; die HF-Leistung sollte ungefähr 0,5 W betragen. Der Betriebssender kann als Brückengenerator dienen, sofern es möglich ist, seine Ausgangsleistung auf etwa 2 W zu begrenzen. Gegebenenfalls muß die überschüssige Leistung durch Lastwiderstände oder entsprechende Glühlampen vernichtet werden (s. Abschnitt 31.8.). Im allgemeinen verwendet der Funkamateur das fast immer vorhandene Grid-Dip-Meter als Speisegenerator (s. Abschn. 31.1.). Transistordipper sind auf Grund zu geringer Leistungsabgabe nicht brauchbar. Die häufig bemängelte Frequenzinkonstanz eines Griddippers in Verbindung mit der meist ungenügenden Ablesegenauigkeit fällt bei Grobmessungen nicht ins Gewicht; mit etwas Geduld können auch Feinmessungen durchgeführt werden, wenn man die Griddipperfrequenz gleichzeitig im geeichten Amateurempfänger verfolgt und abliest.

32.2.1. Bestimmen der Resonanzlänge und des Verkürzungsfaktors beliebiger HF-Leitungen

Die exakte geometrische Länge einer $\lambda/2$-Leitung in Abhängigkeit von ihrem Verkürzungsfaktor läßt sich mit dem Antennascope bzw. dem Matchmaker nach folgender Methode bestimmen:

Ein nicht zu kurzes Stück der zu messenden Leitung wird frei aufgehängt und an einem Ende kurzgeschlossen. Nach Bild 32.1. verbindet man das offene Leitungsende mit der Prüflingsbuchse B_2 des Antennascope. Die Eingangsbuchse B_1 des Antennascope wird mit einer Spule abgeschlossen (Richtwert etwa 3 Wdg.), an die man die Griddipperspule ankoppelt. Der Drehwiderstand des Antennascope steht auf 0 (Kurz-

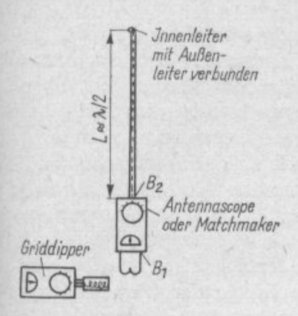


Bild 32.1. Meßanordnung zur Bestimmung des Verkürzungsfaktors von HF-Leitungen

schluß). Durch einen entsprechenden Ankopplungsgrad des Griddippers bringt man das Brückeninstrument etwa auf Vollausschlag und verändert dann die Griddipperfrequenz vorsichtig von niedrigen zu hohen Frequenzen, bis sich das erste Brückennull ergibt. Für diese Meßfrequenz ist nun die Leitung elektrisch genau $\lambda/2$ lang.

Durch eine einfache Umrechnung erhält man den Verkürzungsfaktor der Leitung, mit dem die mechanische Leitungslänge für jede andere Frequenz bestimmt werden kann.

Beispiel
Ein 3,30 m langes Stück Koaxialkabel zeigt bei einer Meßfrequenz von 30 MHz das erste Brückennull. 30 MHz entsprechen einer Wellenlänge von 10 m; davon $\lambda/2 = 5{,}00$ m. Daraus ergibt sich der Verkürzungsfaktor v mit

$$v = \frac{\text{mechanische Länge}}{\text{elektrische Länge}} = \frac{3{,}30}{5{,}00} = 0{,}66.$$

Da Brückengleichgewicht nicht nur bei $\lambda/2$, sondern auch bei allen Vielfachen von $\lambda/2$ auftritt, kann zur Kontrolle noch das 2. Brückennull aufgesucht werden. Dieses müßte sich bei 60 MHz einstellen, und die Leitung hätte für diese Frequenz eine elektrische Länge von genau 1λ.

Damit auch tatsächlich die frequenzmäßig am niedrigsten liegende Nullstelle gemessen wird, kann vorher der Frequenzbereich, bei dem Halbwellenresonanz auftreten muß, annähernd errechnet werden. Für diese überschlägige Längenbestimmung genügt es zu wissen, daß Koaxialkabel im allgemeinen einen Verkürzungsfaktor v von 0,66, Bandleitungen um 0,82 und offene Zweidrahtleitungen (Luftdielektrikum) von annähernd 0,95 haben.

Die richtige Bemessung der Halbwellenleitung wird mit dem Antennascope kontrolliert. Die Brücke wird mit der Frequenz gespeist, für die die Halbwellenleitung bestimmt ist. Das freie Leitungsende schließt man mit einem beliebigen induktionsfreien Widerstand bekannten Ohmwertes ab. Dieser Widerstand muß jedoch innerhalb des Meßbereiches der Brücke liegen. Bei Brückengleichgewicht soll der am Drehwiderstand angezeigte Wert gleich dem des Abschlußwiderstands am Leitungsende sein.

Häufig wird eine genau abgestimmte Viertelwellenleitung gebraucht. Ihre mechanische Länge kann ebenfalls mit dem Antennascope bzw. dem Matchmaker bestimmt werden. Die Meßanordnung nach Bild 32.1. bleibt die gleiche, das freie Ende der zu messenden Leitung wird in diesem Fall jedoch nicht kurzgeschlossen, sondern es bleibt offen. Mit dem Drehwiderstand in Nullstellung sucht man nun wieder – bei der niedrigsten Frequenz beginnend – das erste Brückennull. Für diese Frequenz beträgt die Länge der Leitung genau $\lambda/4$. Bei offener Prüfleitung stellt sich Brückennull jeweils in Abständen von ungeradzahligen Vielfachen der Viertelwellenlänge wieder ein ($^3/_4\lambda$, $^5/_4\lambda$, $^7/_4\lambda$ usw.).

Auf dem Umweg über eine Viertelwellenleitung kann mit dem Antennascope auch der Wellenwiderstand dieser Leitung ermittelt werden. Zu diesem Zweck schließt man das offene Ende der $\lambda/4$-Leitung mit einem induktionsfreien Widerstand bekannter Größe (z.B. 100 Ω) ab und sucht mit dem Drehwiderstand Brückennull. Der abgelesene Widerstandswert entspricht dem Eingangswiderstand Z_E der Viertelwellenleitung, ihr Ausgangswiderstand Z_A wird durch den Abschlußwiderstand dargestellt. Nach Gl. (5.31.) ergibt sich der Wellen-

widerstand Z der Viertelwellenleitung aus $\sqrt{Z_E \cdot Z_A}$.

Beispiel
Eine Viertelwellenleitung wird mit einem Widerstand Z_A von 100 Ω abgeschlossen. Am Drehwiderstand der Meßbrücke A kann Brückengleichgewicht ein nach Z_E transformierter Widerstand von 36 Ω abgelesen werden.

Setzt man diese Werte in Gl. (5.31.) ein, ergibt sich

$$Z = \sqrt{36 \cdot 100} = \sqrt{3600} = 60\ \Omega.$$

Der Wellenwiderstand Z der Viertelwellenleitung beträgt demnach 60 Ω. Da der Wellenwiderstand von HF-Leitungen frequenzunabhängig ist, gilt er allgemein für den verwendeten Leitungstyp.

Auf diese Weise könnte man z.B. auch den variablen Viertelwellentransformator nach Bild 6.9. eichen oder Halbwellenumwegleitungen und sonstige Transformationsglieder überprüfen.

32.2.2. Feststellen des Eingangswiderstandes einer Antenne

Nach Bild 32.2.a werden die Prüflingsanschlüsse R_X des Antennascope (bzw. Matchmaker) direkt mit den Antennenspeisepunkten Z_A verbunden. Ist die Resonanzfrequenz der Antenne gleich der Brückenspeisefrequenz (Griddipperfrequenz), wird sich ein eindeutiges Brückennull finden lassen. Der am Drehwiderstand des Antennascope bei Brückengleichgewicht abgelesene Widerstandswert entspricht dann dem Fußpunktwiderstand der Antenne.

Läßt sich kein ausgeprägtes Brückennull einstellen, so ist das meist ein Zeichen für Blindkomponenten am Antennenspeisepunkt; die Antenne befindet sich nicht in Resonanz mit der Speisefrequenz. Man variiert nun die Brückenfrequenz so lange, bis sich eine ausgeprägte Nullanzeige finden läßt. Die am Brückengenerator eingestellte Frequenz entspricht dann der tatsächlichen Resonanzfrequenz der Antenne. Liegt diese außerhalb des gewünschten Amateurbandes, so muß man durch entsprechendes Ändern der Strahlerlänge die Resonanz bis zum Sollwert korrigieren, wobei die mit der Sollfrequenz gespeiste Meßbrücke als Indikator dient.

Oft ist es unmöglich oder zumindest unbequem, die Messung direkt an der Antenne vorzunehmen. In solchen Fällen wird die Erkenntnis ausgenutzt, daß eine Leitung, deren elektrische Länge genau $\lambda/2$ oder ganzzahlige Vielfache davon beträgt, jeden Widerstand an ihren Eingangsklemmen im Verhältnis 1:1 auf die Ausgangsklemmen transformiert. Der Wellenwiderstand der Leitung hat dabei keine besondere Bedeutung (abgestimmte Leitungen). Es kann also zwischen Strahler und Meßgerät eine $\lambda/2$-Leitung ($2\lambda/2$, $3\lambda/2$, $4\lambda/2$ usw. beliebigen Wellenwiderstands geschaltet werden, wie in Bild 32.2.b dargestellt ist. Am anderen Ende dieser Leitung erhält man

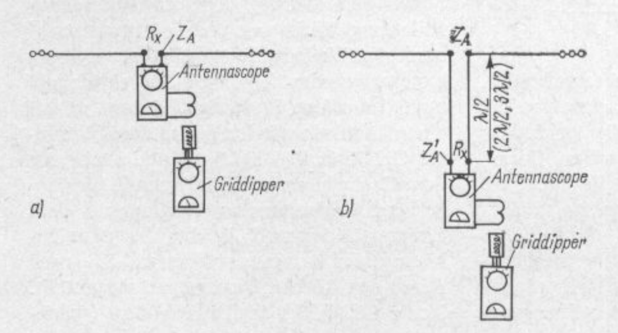


Bild 32.2
Meßanordnungen zum Bestimmen des Fußpunktwiderstandes Z_A von Antennen; a – direkte Messung, b – Messung über Halbwellenverlängerungsleitung

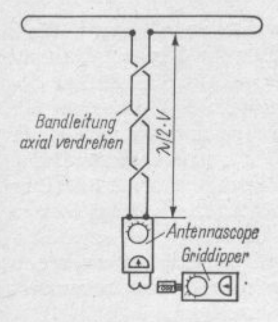


Bild 32.3. Verbesserte Meßanordnung für symmetrische Antennen mit axial verdrehter Bandleitung

das gleiche Meßergebnis wie am Antennenfußpunkt. Die exakte mechanische Länge der Halbwellenverlängerungsleitung für die Sollfrequenz mißt man vorher – wie unter 32.2.1. beschrieben – mit dem Antennascope aus.

Die Messung über eine Verlängerungsleitung ist auch bei gut zugänglichem Antennenfußpunkt und besonders bei hohen Frequenzen zu empfehlen. Arbeitet man direkt am Antennenspeisepunkt, kann die Resonanzfrequenz der Antenne durch die starke Annäherung der Meßgeräte und des Messenden verändert werden.

Den Brückengenerator muß man induktiv mit dem Antennascope koppeln. Stellt man fest, daß sich die Impedanzanzeige mit dem Kopplungsgrad verändert, so liegt eine übermäßige kapazitive Mitkopplung vor. In diesem Fall kann losere Ankopplung helfen, wobei man die Lage der Griddipperspule zur Koppelspule etwas variiert. Eventuell muß ein Zwischentransformator mit elektrostatischer Abschirmung zwischen den Koppelwindungen eingefügt werden. Die Kopplung zwischen Brückengenerator und Brücke soll nur so eng sein, daß sich bei offenen R_X-Klemmen des Antennascope gerade Vollausschlag am Brückenanzeigeinstrument ergibt. Das besagt gleichzeitig, daß man um so loser koppeln kann, je empfindlicher das Anzeigemeßwerk ist. Lose Kopplung ergibt außerdem die geringste Frequenzverwerfung des Grid-Dip-Oszillators.

Da Antennascope und Matchmaker ihrem Aufbau nach unsymmetrische Gebilde darstellen, erhält man die besten Meßergebnisse, wenn auch die zu messenden Widerstände erdunsymmetrisch sind. Symmetrische Antennenspeisepunkte höherer Fußpunktimpedanz kann man deshalb über eine zwischengeschaltete Halbwellenumwegleitung (Bild 7.6.) messen. Da dieser Symmetriewandler gleichzeitig im Verhältnis 4:1 transformiert, muß man den am Antennascope abgelesenen Impedanzwert mit dem Faktor 4 multiplizieren, um den tatsächlichen Fußpunktwiderstand der Antenne (ohne Umwegleitung) zu erhalten. Soll keine Symmetriewandlung vorgenommen werden, mißt man nach Bild 32.3. über eine Halbwellenverlängerungsbandleitung und verdreht diese mehrmals axial, wie in der Zeichnung angedeutet. Dieses axiale Verdrehen mildert den Symmetrieunterschied etwas.

Sind am Antennenspeisepunkt Anpassungs- und Transformationsglieder angeordnet (z.B. T-Match, Gamma- oder Omega-Anpassung), so mißt das Antennascope den durch diese Glieder hervorgerufenen transformierten Speisepunktwiderstand. Bild 32.4 zeigt die Meßanordnung für ein gespeistes Element mit Gamma-Anpassung. Man kann damit auf sehr einfache Weise die richtige Einstellung des Gamma-Gliedes auf den Sollwert der Impedanz durch laufende Kontrolle mit dem Antennascope vornehmen. Sinngemäß gilt das auch für alle anderen Anpassungsglieder.

Sind große Fußpunktwiderstände zu messen – z.B. die Speisepunktimpedanz

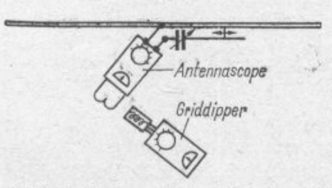


Bild 32.4. Meßanordnung für einen Strahler mit Gamma-Anpassung

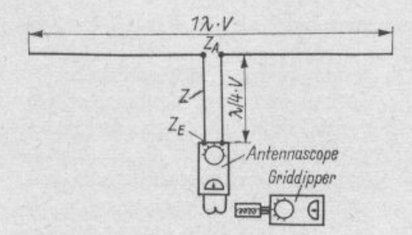


Bild 32.5. Messung von hochohmigen Fußpunktwiderständen über Viertelwellentransformationsleitung

eines Ganzwellendipols –, so reicht der Meßbereich des Antennascope im allgemeinen nicht aus. Die Messung ist trotzdem über einen Umweg möglich: Man versieht nach Bild 32.5. den Antennenspeisepunkt mit einer Viertelwellenleitung bekannten Wellenwiderstandes und schließt an das freie Leitungsende das Antennascope an. Die Messung ergibt den Eingangswiderstand Z_E der Viertelwellenleitung. Da der Wellenwiderstand Z dieser Leitung ebenfalls bekannt ist, kann die Fußpunktimpedanz Z_A der Antenne aus Gl. (5.31.) errechnet werden. Die Umstellung dieser Gleichung lautet

$$Z_A = \frac{Z^2}{Z_E}. \qquad (32.1.)$$

Beispiel
Die vorher mit dem Antennascope ausgemessene $\lambda/4$-Leitung besteht aus UKW-Bandleitung mit 240 Ω Wellenwiderstand Z. Mit dem Antennascope mißt man für Z_E einen Wert von 30 Ω. Eingesetzt in Gl. (32.1.) ergibt sich für die Fußpunktimpedanz des Strahlers

$$Z_A = \frac{240^2}{30} = \frac{57\,600}{30} = 1920\ \Omega.$$

Auch extrem niedrige Fußpunktwiderstände (< 10 Ω), wie sie z.B. bei Mobileantennen üblich sind, können mit dem Antennascope gemessen werden. Es wäre für diesen Fall ebenfalls möglich, mit einer zwischengeschalteten Viertelwellentransformationsleitung wie in Bild 32.5. zu arbeiten, wobei man ein 60-Ω-Koaxialkabel als Viertelwellenstück einsetzen müßte, um den Meßbereich des Antennascope nicht nach oben zu überschreiten. Viel einfacher ist es, wie in Bild 32.6. am Beispiel einer Mobileantenne gezeigt wird, zwischen Antennenspeisepunkt und Antennascope einen induktionsfreien, genau bekannten Widerstand R_V einzufügen.

Der sich aus dieser Reihenschaltung von R_V und Z_A ergebende Gesamtwiderstand $R_V + Z_A$ wird vom Antennascope gemessen. Vom Ergebnis subtrahiert man den bekannten Widerstandswert von R_V und erhält den Fußpunktwiderstand Z_A der Antenne.

32.3. Resonanzmessungen mit dem Grid-Dip-Meter

Eine technisch einwandfreie Methode zum Ermitteln der Resonanzfrequenz einer Antenne, die gleichzeitig auch Rückschlüsse auf ihre Bandbreite ermöglicht, wurde im vorhergehenden Abschnitt beschrieben.

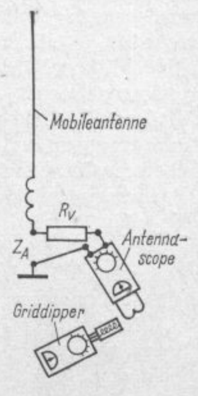


Bild 32.6. Meßanordnung für sehr niedrige Fußpunktwiderstände

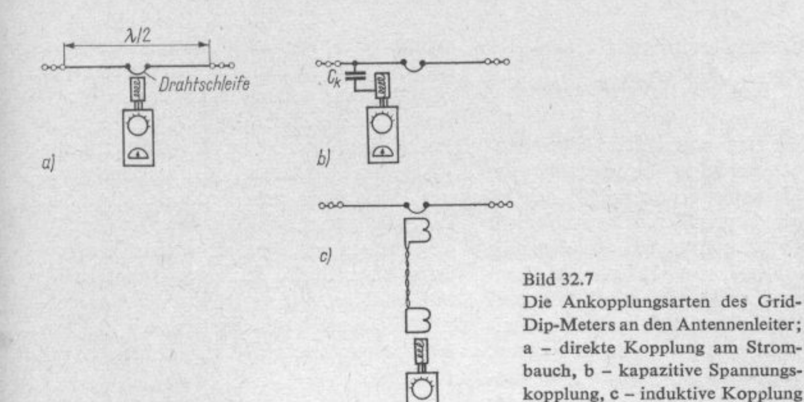


Bild 32.7
Die Ankopplungsarten des Grid-Dip-Meters an den Antennenleiter; a – direkte Kopplung am Strombauch, b – kapazitive Spannungskopplung, c – induktive Kopplung über *Link*-Leitung

Zu einer schnellen, dafür aber weniger exakten Resonanzmessung benötigt man nur ein Grid-Dip-Meter. Es ist unentbehrlich, wenn z.B. bei einer Kurzwellen-*Yagi*-Antenne die Eigenresonanzen des Reflektors und des Direktors festzustellen sind.

Im Gegensatz zu einem Schwingkreis mit konzentrierten Bauelementen (Resonanzkreis aus Spule und Kondensator) wird bei der Resonanzmessung einer Antenne mit dem Grid-Dip-Meter auch bei den Harmonischen der Grundwelle ein Gitterstromdip angezeigt. Antennen großer Frequenzbandbreite können mit dem Griddipper nicht gemessen werden, da sich bei diesen ein ausgeprägter Resonanzdip nicht mehr feststellen läßt. Aus praktischen Gründen verzichtet man jedoch im allgemeinen auf die Resonanzmessungen von Breitbandantennen. Falls sie dennoch erforderlich werden, kann man auf die Methode mit dem Antennascope zurückgreifen, die sich auch bei Breitbandformen anwenden läßt.

Zur Resonanzmessung ist die Speiseleitung vom Antennenleiter zu entfernen. Die Anschlußstellen am Antennenspeisepunkt werden nach Bild 32.7.a durch eine kurze Drahtschleife überbrückt. Die Spule des Griddippers koppelt man mit dieser Drahtschleife im Strombauch des Antennenleiters. Das Strommaximum befindet sich immer $^1/_4$ Wellenlänge vom Ende einer abgestimmten Antenne entfernt, bei einem Halbwellendipol demnach in der Strahlermitte.

Muß ausnahmsweise die Resonanz in der Nähe eines Spannungsmaximums gemessen werden, so verbindet man den Griddipper nach Bild 32.7.b über eine kleine Koppelkapazität C_K direkt mit dem Antennenleiter. Dabei muß man den verstimmenden Einfluß der Koppelkapazität berücksichtigen; er ist um so geringer, je kleiner C_K gewählt wird.

Will man den durch den Körper des Messenden verursachten verstimmenden Einfluß mindern, so kann der Griddipper nach Bild 32.7.c über eine *Link*-Leitung an den Antennenleiter gekoppelt werden. Die *Link*-Leitung besteht aus einem Stück UKW-Bandleitung oder aus einer verdrillten Doppelleitung, die an beiden Enden mit einer kleinen Koppelwicklung (etwa 3 Wdg.) versehen ist.

Man koppelt vorerst sehr fest und ermittelt die ungefähre Frequenz. Danach wird so lose angekoppelt, daß gerade noch ein ganz schwacher Resonanzdip entsteht. Die nunmehr festgestellte Frequenz kann im Rahmen der Ablesegenauigkeit als annähernd richtig angesehen werden. Exaktere Meßergebnisse erhält man durch gleichzeitiges Abhören der Griddipperschwingung in einem gut geeichten Empfänger, an dem im Augenblick des Resonanzdips die Frequenz abgelesen wird.

32.4. Die meßtechnische Überprüfung von Richtantennen

Schon bei einem einfachen Halbwellendipol sollte man seine Resonanzfrequenz und die Anpassung vor der endgültigen Inbetriebnahme kontrollieren, um so mehr trifft das für Richtantennen zu. Wer sich z.B. den Aufwand einer Kurzwellen-*Yagi*-Antenne leistet, sollte auch nicht davor zurückschrecken, ihre Strahlungseigenschaften am endgültigen Standort zu überprüfen. Kein »Kochbuchrezept« kann alle Einflüsse der verschiedenen Aufbauhöhen, der örtlich unterschiedlichen Antennenumgebung und der Erdverhältnisse berücksichtigen. Diese Feststellung trifft vor allem für Kurzwellenstrahler zu, die sich – bezogen auf ihre Resonanzwellenlänge – fast immer sehr nahe dem Erdboden und den sie umgebenden Hindernissen befinden. Die dadurch hervorgerufenen Veränderungen der Strahlungseigenschaften sind in ihrer Komplexität nicht überschaubar, sondern nur durch entsprechende Messungen zu ermitteln und mit einem zielgerichteten Abgleich zu eliminieren. Wie man einen solchen Betriebsabgleich unter Verwendung der in Abschnitt 31. beschriebenen Meßgeräte am zweckmäßigsten durchführen kann, wird nachstehend am Beispiel einer Kurzwellen-*Yagi*-Antenne erläutert. Für andere Antennenarten gelten diese Ausführungen sinngemäß.

Zunächst entfernt man die Speiseleitung vom Strahler, schließt die Speisepunkte mit einer kleinen Koppelschleife kurz (s. Bild 32.7.a) und mißt mit dem Griddipper die Resonanzfrequenzen. Am Speisepunkt einer 3-Element-*Yagi* treten 3 Resonanzdips auf: ein ausgeprägt tiefer und relativ scharf begrenzter Dip, der die Resonanzfrequenz des gespeisten Elements anzeigt, ein schwacher Dip – niedriger in der Frequenz – als Eigenresonanz des Reflektors und ein ebenfalls kleiner Dip bei höheren Frequenzen für die Direktoreigenresonanz. Dabei soll die Strahlerresonanz annähernd in der Amateurbandmitte liegen, die Reflektorresonanz muß sich *außerhalb* der niederfrequenten Bandgrenze und die Direktorresonanz *oberhalb* des hochfrequenten Bandendes befinden. Ist das nicht der Fall, wird der Reflektor verlängert bzw. der Direktor verkürzt. Bei Richtantennen, die sich in geringer Höhe über dem Erdboden befinden, liegt die gemessene Resonanzfrequenz im allgemeinen niedriger als vorausberechnet. In solchen Fällen muß man – sofern die Aufbauhöhe nicht vergrößert werden kann – alle Elemente beidseitig etwas verkürzen, bis die erwünschte Resonanzfrequenz erreicht ist.

Nach dieser ersten Grobüberprüfung entfernt man die Koppelschleife für den Griddipper von den Speisepunkten und schließt dafür eine Meßanordnung nach Bild 32.2.b an. Die Halbwellenverlängerungsleitung besteht aus dem gleichen Kabel, wie es später zur Speisung des Systems verwendet wird; die Leitungslänge kann auch ganzzahlige Vielfache von $\lambda/2$ betragen und soll – wie in Abschnitt 32.2.1. beschrieben – vorher ausgemessen werden. Den Drehwiderstand des Antennascope stellt man nun auf den Wert des Wellenwiderstands der Speiseleitung ein. Dann variiert man die Frequenz des Griddippers so lange, bis Brückennull auftritt. Die dabei abgelesene Griddipperfrequenz, die an einem geeichten Empfänger kontrolliert werden soll, ist die tatsächliche Resonanzfrequenz der Antenne.

Läßt sich nur ein Brückenminimum mit Restausschlag finden, dann muß der Drehwiderstand am Antennascope so verändert werden, daß ein eindeutiges Brückennull auftritt. Mit dieser Einstellung hat man die Resonanzfrequenz der Antenne und gleichzeitig ihre Speisepunktimpedanz (Ablesewert des Drehwiderstandes) ermittelt.

Weicht der festgestellte Fußpunktwiderstand nur geringfügig vom Wellenwiderstand der Speiseleitung ab und sind keine Transformationsglieder vorhanden, können kleine Korrekturen durch Längenveränderungen am Direktor herbeigeführt werden. Ist die Speisepunktimpedanz zu niedrig, wird der Direktor beidseitig etwas

verkürzt. Mit Direktorverlängerungen bei zu hohem Fußpunktwiderstand muß man vorsichtig sein, da die Direktoreigenresonanz nicht ins Amateurband fallen darf.

Bei einem gespeisten Element mit T-Glied, Gamma- oder Omega-Anpassung bereitet die Einstellung der erforderlichen Speisepunktimpedanz keine Schwierigkeiten. Beim Gamma-Match stellt man durch Verändern des Strahlerabgriffs den gewünschten Anschlußwiderstand her und kompensiert gleichzeitig mit dem Drehkondensator die induktive Blindkomponente, d.h., man kann mit diesem Kondensator die Resonanzfrequenz des gespeisten Elements beeinflussen. Durch wechselseitiges Einstellen von Leitungsabgriff und Kondensator wird schließlich unter Kontrolle des Antennascope die gewünschte Anpassung in Verbindung mit Resonanz bei der Betriebsfrequenz erreicht. Der Antennenabgleich ist damit beendet.

Literatur zu Abschnitt 32.

Orr, W.I.: Antenna Evaluation, beam antenna handbook, 2nd Edition, Chapter 13, Radio Publications, Inc., Wilton, Conn.

Scherer, W.M.: Antennascope-54, Antenna Roundup, Seiten 119 bis 128, Cowan Publishing Corp., Port Washington, New York 1963

33. Gesetzliche Vorschriften für den Antennenbau

Die Deutsche Bauordnung (DBO) vom 2.10.1958 (veröffentlicht im Gesetzblatt der DDR, Sonderdruck Nr. 287) schreibt grundsätzlich vor, welche Antennenaufbauten bauanzeigepflichtig bzw. bauantragspflichtig sind.

Die DBO fordert in §21, daß jeder, der ein Bauwerk errichten oder verändern will, einen Bauantrag oder eine Bauanzeige erstatten muß. Die Pflicht zur Stellung des Bauantrags oder der Bauanzeige obliegt dem Bauauftragsgeber.

Für den Antennenbauer ist es wichtig zu wissen, daß auch Maste aus Metall, Stahlbeton oder Holzgitterwerk bauliche Anlagen (Bauwerke) im Sinne der DBO sind.

Nach §22 der DBO sind Sendeanlagen, Starkstromfreileitungen und *Maste* sowie Fundamente und Stützkonstruktionen für Betriebseinrichtungen *bauantragspflichtig*. Dieser Fall könnte beispielsweise eintreten, wenn ein Holzgittermast als Antennenträger errichtet werden soll.

Die Staatliche Bauaufsicht kann jedoch gemäß §24 auf die im §22 vorgeschriebene Bauantragspflicht verzichten oder eine Bauanzeige als ausreichend ansehen, wenn der Verfahrensweg zur Erlangung der Baugenehmigung im Mißverhältnis zur Größe und Bedeutung des Bauvorhabens steht.

Eine *Bauanzeige* ist nach § 23 DBO erforderlich, wenn die Anbringung von Großantennen und Antennenanlagen, die den Dachfirst um mehr als 5 m überragen, beabsichtigt ist.

Laut § 25 der DBO muß die Staatliche Bauaufsicht an Stelle der vorgeschriebenen Bauanzeige einen Bauantrag fordern, wenn es aus gestalterischen, konstruktiven, baurechtlichen oder anderen Gründen notwendig ist. Das gleiche gilt bei Baumaßnahmen, die weder bauantrags- noch bauanzeigepflichtig sind.

Bauanträge sind formgerechte, schriftliche Anträge an die Staatliche Bauaufsicht auf Erteilung einer Baugenehmigung. Mit dem formgerechten Bauantrag sind gemäß § 28 folgende Bauvorlagen in doppelter Ausfertigung einzureichen:

1. Ein vom Vermessungsdienst oder einem öffentlich bestellten Vermessungsingenieur angefertigter Lageplan (Vermessungsplan) im Maßstab 1 : 500 oder größer (bezogen auf das Dargestellte). Die Staatliche Bauaufsicht kann im Einvernehmen mit dem Vermessungsdienst von dieser Forderung absehen und sonstige, vom Bauantragsteller einzureichende Lagepläne zur Prüfung des Bauantrages verwenden.
2. Die städtebauliche Bestätigung des Standortes.
3. Bauzeichnungen, die im allgemeinen im Maßstab 1 : 100, bei generell genehmigten Typen in jedem beliebigen Maßstab, anzufertigen sind.
4. Standsicherheitsberechnungen (statische Berechnungen, Festigkeitsnachweise).
5. Gegebenenfalls hydrologisches, geologisches und Baugrundgutachten.

Bauanzeigen sind *formlose* schriftliche Willensäußerungen an die Staatliche Bauaufsicht, eine bauanzeigepflichtige Baumaßnahme durchführen zu wollen. Hierzu sind nach § 29 folgende Anlagen erforderlich:

1. Handskizzen der Baumaßnahme in ungefährem Maßstab mit eingetragenem

Verwendungszweck der Räume und den Hauptabmessungen der Baumaßnahme.
2. Lageskizze, aus der die Abstände von Grenzen, bereits bestehenden Bauwerken, Verkehrsflächen, Brunnen, Abort- und Klärgruben sowie Dungstätten hervorgehen.

Nach § 13 haften Bauantragsteller bzw. Bauanzeigende für die Richtigkeit und Vollständigkeit der Angaben in Bauanträgen und Bauanzeigen.

§ 27 (1) Bauanträge und Bauanzeigen sind mit den in §§ 28 und 29 vorgeschriebenen Bauunterlagen bei dem für den Standort der Baumaßnahme zuständigen Rat der Gemeinde (Stadt, Stadtbezirk) in doppelter Ausfertigung gegen Empfangsbescheinigung einzureichen.

(3) Für Bauanträge ist die Verwendung eines Vordruckes vorgeschrieben, den die Räte der Gemeinde (Städte, Stadtbezirke) und die Stadt- und Kreisbauämter unentgeltlich abgeben. Der Vordruck ist deutlich und lückenlos auszufüllen und vom Bauantragsteller, Entwurfsverfasser und Bauauftragnehmer zu unterschreiben. Die Unterschrift des Bauauftragnehmers kann nachgeholt werden. Mit ihrer Unterschrift übernehmen die Institutionen und Personen die Verpflichtung, ihre Aufgaben entsprechend den Bestimmungen der DBO durchzuführen.

§ 30 (1) Der Rat der Gemeinde (Stadt, Stadtbezirk) prüft die im Lageplan enthaltenen Angaben über das Baugrundstück und die Nachbargrundstücke, bestätigt sie und gibt die Bauunterlagen an die zuständige Staatliche Bauaufsicht weiter.

(2) Die Aushändigung der Baugenehmigung an den Bauantragsteller erfolgt erst dann, wenn die örtlich zuständige Volksvertretung der bauaufsichtlichen Genehmigung grundsätzlich zugestimmt hat. Sie kann ihr Zustimmungsrecht auf den Rat oder eine ständige Kommission übertragen.

§ 31 (1) Die Staatliche Bauaufsicht prüft die Vollständigkeit und Richtigkeit des Bauantrages oder der Bauanzeige und der dazugehörigen Bauunterlagen und gibt eine Baugenehmigung oder eine Zustimmung zu einer Bauanzeige, wenn

a) Standortgenehmigung und städtebauliche Bestätigung vorliegen (entfällt bei Bauanzeigen),
b) die Belange des Brand-, Luft- und Arbeitsschutzes, der Hygiene, der Wasserwirtschaft, des Verkehrs, der Denkmalspflege und anderer Stellen gewahrt worden und
c) die Bestimmungen der DBO und andere baugesetzliche Bestimmungen eingehalten worden sind.

(2) Die Erteilung der Baugenehmigung oder der Zustimmung zu einer Bauanzeige muß innerhalb von 30 Tagen nach Eingang bei der Staatlichen Bauaufsicht erfolgen, oder die Genehmigung bzw. Zustimmung muß schriftlich und begründet abgelehnt werden. Ist aus zwingenden Gründen die Entscheidung der Staatlichen Bauaufsicht innerhalb der vorgeschriebenen Frist nicht möglich, so muß dem Bauantragsteller oder Bauanzeigenden ein Zwischenbescheid mit Angabe der Gründe gegeben werden.

Auf einen formgerechten Bauantrag hin wird eine formgerechte, schriftliche Baugenehmigung erteilt. Sie erklärt, daß bei den vorgelegten Bauvorlagen die Bestimmungen der DBO und andere baugesetzliche Bestimmungen beachtet sind und daß gegen den Standort keine Bedenken bestehen. Sie erklärt ferner, daß der Entwurf die Bestimmungen des Luft-, Brand- und Arbeitsschutzes, der Hygiene, des Verkehrs, der Denkmalspflege, des Naturschutzes, der Wasserwirtschaft oder sonstiger Belange berücksichtigt.

Auf eine formlose *Bauanzeige* hin wird eine schriftliche Zustimmung erteilt. Zustimmungen zu Bauanzeigen sind das schriftliche Einverständnis der Staatlichen Bauaufsicht zur Durchführung einer bauanzeigepflichtigen Baumaßnahme. Sie erklären, daß die entsprechenden Bestimmungen eingehalten worden sind.

In §§ 292 und 293 enthält die DBO spezielle Bestimmungen für Antennenanlagen.

§ 292 verbietet die Befestigung von An-

tennenanlagen an Einzelschornsteinen. An Schornsteingruppen, Dachbauten, Dachständern und dergleichen dürfen Antennenanlagen nur dann befestigt oder verankert werden, wenn die Abmessungen und der Zustand dieser Teile den durch die Antennenanlagen zu erwartenden Belastungen genügen. Antennenträger (Maste) dürfen an Gebäuden nur dann befestigt werden, wenn die Standsicherheit gewährleistet und nachgewiesen ist. Gegebenenfalls ist ein statischer Nachweis zu erbringen. Weiterhin legt § 292 fest, daß Antennenanlagen auf oder über öffentlichen Verkehrsflächen, elektrischen Leitungen und Fernmeldeleitungen nur mit Genehmigung der für ihren Betrieb oder ihre Verwaltung zuständigen Stelle errichtet, instand gesetzt oder abgebaut werden dürfen.

Die Tragestangen von Gemeinschaftsantennen können nach § 293 in die Blitzschutzanlage mit einbezogen werden, wenn sie ordnungsgemäß geerdet sind. Es ist dabei darauf zu achten, daß die ständig steigende Anzahl der zur Aufstellung gelangenden Fernseh- und UKW-Antennen durch sinnvolle Anlage nicht zu einer Beeinträchtigung des Straßen- und Ortsbildes führt.

TGL 200-7051

Der *Fachbereichstandard TGL 200-7051* Blatt 2 ist ab 1.1.1965 für alle ortsfesten Empfangs-Antennenanlagen und für alle ortsveränderlichen Empfangs-Antennenanlagen, die vorübergehend ortsfest errichtet werden, verbindlich.

Die unter 1. enthaltenen *allgemeinen Forderungen* erklären, daß die verfahrensrechtlichen und bautechnischen Bestimmungen der DBO einzuhalten sind. Auch die Arbeitsschutzanordnungen ASAO 331/1 Hochbau, Tiefbau und Baunebengewerbe (§ 43 Arbeiten an und auf Dächern) und ASAO 336/1 Schornsteinfegerhandwerk sind zu beachten (Abschnittsnumerierung entspricht der TGL).

1.2. Antennenanlagen auf Dächern dürfen die Begehbarkeit der vorgesehenen Zugänge zu den Schornsteinen und die Kehrarbeiten der Schornsteinfeger nicht behindern oder erschweren. Die Zugänglichkeit und Bedienung anderer Einrichtungen darf ebenfalls nicht erschwert sein.

Von der Schornsteinmündung bis zum untersten Antennenteil muß ein vertikaler Abstand von mindestens 2 m eingehalten werden. Stellen, an denen eine Gefahr des Stolperns, Hängenbleibens und dergleichen besteht, sind gut sichtbar zu kennzeichnen.

1.3. Auf weichgedeckten Dächern (z.B. Deckung aus Stroh oder Schilf) ist das Errichten von Antennenanlagen unzulässig, Antennenzuleitungen dürfen durch derartige Dächer nicht hindurchgeführt werden.

Bei Gebäuden mit solchen Dächern müssen die Antennen vom Gebäude abgesetzt errichtet werden, wenn keine Antennen nach 3.1.1.2. verwendbar sind.

1.4. Drähte oder Seile an Antennenanlagen im Freien müssen einen Durchmesser von mindestens 1 mm aufweisen.

1.5. Teile von Antennenanlagen, die betriebsmäßig oder im Störungsfalle Wärme abgeben (z. B. Antennenverstärker), müssen so errichtet werden, daß durch sie kein Brand entsteht.

Die *mechanischen Forderungen* beziehen sich unter 2.1. auf die Festigkeit von Antennen und Antennenträgern und unter 2.2. auf deren Befestigung.

2.1.1. Die Antennenanlage muß in allen Teilen den mechanischen Beanspruchungen genügen und den Witterungseinflüssen widerstehen.

2.1.2. Für die Berechnung der Festigkeit von Antennen und Antennenträgern sind die Lastannahmen nach VDE 0210/1.56 § 15 anzuwenden. Ausgenommen sind Antennen und Antennenträger nach 2.1.3.

2.1.3. Für Antennenaufbauten, bestehend aus Antennen und Antennenträger, mit einer freien Gesamtlänge bis 10 m ist ein Staudruck von $q = 70\ \mathrm{kp/m^2}$ und ein mittlerer Beiwert von $c = 1{,}0$ einzusetzen, wenn die Windfläche der Antennen F_l allein $0{,}25\ \mathrm{m^2}$ nicht überschreitet. Diese Antennenaufbauten dürfen bis zu einer Höhe von 40 m über dem Erdboden und

auch auf Gebäuden von mehr als 40 m Höhe verwendet werden, wenn sie die Dachhaut nicht mehr als 10 m überragen. Als Gebäude in diesem Sinne gelten nicht schlanke Bauwerke wie Türme, hohe freistehende Schornsteine, Fabrikschornsteine und Maste. Zu beachten ist dabei die DBO § 10 und § 23 (6).

Es folgen unter 2.1.3.1. die Berechnung der Rohrabmessungen für Antennenträger mit einer freien Gesamtlänge bis zu 10 m einschließlich Antennen und unter 2.1.3.2. die Berechnung des Einspannmomentes für nicht abgespannte Antennenträger gleichen Querschnittes.

2.1.5. bringt Beispiele für die Berechnung von Antennenträgern nach 2.1.3.1.

2.1.6. Zusammengesetzte Rohre mit Gewindemuffen dürfen nicht verwendet werden. Rohrverbindungen müssen gegen Verdrehen und Verschieben gesichert sein und an jeder Stelle den Festigkeitsanforderungen entsprechen.

2.1.7. In Gebieten, in denen erfahrungsgemäß mit höheren Staudrücken, als in 2.1.3. angegeben, oder mit starker Vereisung zu rechnen ist, sind die hierdurch auftretenden höheren Belastungen durch erhöhte Lastannahmen zu berücksichtigen.

2.2.1. Ausreichende Festigkeit der Befestigung des Antennenträgers ist nachzuweisen. Beträgt das Einspannmoment des Antennenträgers weniger als 50 kpm, so ist kein Festigkeitsnachweis erforderlich.

Bei der üblichen Befestigung mit 2 Schellen an Gebäudeteilen, z. B. am Dachgebälk oder im Mauerwerk, müssen die Einspannstellen bei einem Antennenträger von über 1 m Länge einen Mindestabstand von 10% der Gesamtlänge, mindestens jedoch 75 cm für das Dachgebälk und 50 cm für Mauerwerk haben.

Die Befestigung in Mauerwerk oder Beton darf nicht durch Eingipsen erfolgen.

2.2.2. Die Befestigung von Antennenträgern, Antennen und Abspannungen an Einzelschornsteinen (einzügigen Schornsteinen) ist aus Gründen der Betriebssicherheit nicht zulässig. Siehe auch DBO § 292 (1).

Eine Befestigung oder Verankerung an Schornsteingruppen (mehrzügigen Schornsteinen), freistehenden Schornsteinen, Fabrikschornsteinen, Turmkaminen, Formsteinkaminen, Entlüftungsschächten und sonstigen Dachaufbauten ist nur zulässig, wenn die Festigkeit dieser Baulichkeiten den durch die Antennenanlage zu erwartenden Beanspruchungen genügt und die Zustimmung der für das Bauwerk zuständigen Stelle vorliegt.

Die Befestigung darf nur mit Befestigungsmitteln erfolgen, die die vorgenannten Baulichkeiten umfassen und dabei deren Festigkeit, z. B. durch Einschneiden, nicht verringern. Für freistehende Schornsteine sind auch Befestigungsmittel zulässig, die ihn nicht umfassen.

Der Abstand zwischen der oberen Kante der gemauerten Baulichkeit und dem oberen Befestigungspunkt des Antennenträgers muß mindestens 30 cm betragen.

Zu beachten ist die Bauanzeigepflicht nach DBO § 23 (c), wenn die Antennenanlagen den Dachfirst um mehr als 5 m überragen.

2.2.3. Antennenträger, Antennen und Abspannungen dürfen an Gebäuden, Dachaufbauten, Dachständern und dergleichen nur dann befestigt oder verankert werden, wenn die Standsicherheit gewährleistet ist.

2.2.4. Bei der Bemessung von Antennenleitungen und Abspannungen ist mit einer dreifachen Sicherheit gegenüber Bruchlast zu rechnen.

2.2.5. macht Angaben über die Zugfestigkeit und 2.2.6. über die Zugspannung von Drähten und Seilen. 2.2.7. behandelt die Grenzspannweiten, während in 2.2.8. der Mindestdurchhang von Drähten und Seilen angegeben ist.

2.2.9. Die Drähte und Seile dürfen keine Knoten enthalten.

2.2.10. In Draht- und Seilschlaufen sind Kauschen zu verwenden.

2.2.11. Die Prüflast (Zug- oder Druckfestigkeit) der in Antennenzuleitungen oder Abspanndrähten (-seilen) benutzten Isolatoren muß der Zugfestigkeit der Drähte oder Seile entsprechen.

2.2.12. Berührungsstellen verschiedener Metalle müssen korrosionsgeschützt sein.

Die *elektrischen Forderungen* werden in 3.1. Schutz gegen Blitzschäden und gegen atmosphärische Überspannungen, 3.2. Schutz gegen Spannungsübertritt aus elektrischen Installationen und 3.3. Kreuzungen aufgegliedert.

3.1.1.1. *Außenantennen*

a) Außerhalb von Bauwerken angebrachte leitfähige Teile von Antennenanlagen sowie metallene Dachaufbauten, die zum Tragen oder Befestigen von Antennen verwendet werden, müssen über eine Erdungsleitung nach 3.1.2.2. mit einem Erder nach 3.1.2.1. verbunden werden. Ausgenommen sind Außenantennen nach 3.1.1.2.1.c).

Ist aus Betriebsgründen eine elektrisch leitfähige Verbindung nicht möglich, so darf die Erdungsleitung durch Trennfunkenstrecken nach 3.1.2.3.1.a) unterbrochen werden. Zum Ableiten atmosphärischer Überspannungen, die z.B. Schutzkondensatoren von Geräten gefährden können, ist ein Feinschutz nach 3.1.2.3.1.b) erforderlich, wenn der Gleichstromwiderstand zwischen Antenne und Erder mehr als 500 Ω beträgt.

Eine Antennenanlage, die nach diesem Standard errichtet ist, gilt als Teil einer Gebäude-Blitzschutzanlage, wenn zusätzlich die »Allgemeinen Blitzschutz-Bestimmungen«, FUA 1.13–Blitzschutzanlagen, VEB Verlag Technik Berlin, 7. Auflage, Berlin 1963 (im folgenden ABB genannt) eingehalten werden.

b) Wenn auf dem Gebäude eine Gebäude-Blitzschutzanlage vorhanden ist oder errichtet wird, ist die Antennenanlage in die Blitzschutzanlage einzubeziehen. Dafür gelten die Bestimmungen nach ABB.

c) Sollen elektrisch nicht leitfähige Antennenträger gegen Zerstören (Zersplittern) geschützt werden, so ist am Antennenträger ein bis zur Spitze geführter verzinkter Stahldraht von mindestens 3 mm Durchmesser oder Kupferdraht von mindestens 6 mm^2 Querschnitt anzubringen, der nach 3.1.2. zu erden ist. Ist aus hochfrequenztechnischen Gründen ein durchgehender Draht nicht möglich, so darf er durch zwischengeschaltete Trennfunkenstrecken nach 3.1.2.3.1.a) unterbrochen werden.

d) Sollen Isolatoren gegen Zerstören geschützt werden, so sind diese durch Schutzfunkenstrecken zu überbrücken. Die Ansprechspannung der Schutzfunkenstrecke muß kleiner sein als die Überschlagspannung des Isolators.

3.1.1.2. *Innenantennen und diesen gleichzusetzende Antennen*

3.1.1.2.1. Auf eine Erdung zum Ausgleich atmosphärischer Überspannung darf verzichtet werden bei

a) Zimmerantennen und Antennen, die im Gerät eingebaut oder mit diesem unmittelbar mechanisch verbunden sind.

b) Antennen unter der Dachhaut, wenn deren äußerster Punkt und die Antennenzuleitung mindestens 0,5 m von der Dachhaut-Innenseite und von Schornsteinen und Entlüftungsanlagen entfernt und die Antennenzuleitung im Inneren des Gebäudes geführt ist. Bei außen geführten Antennenzuleitungen sind die Bestimmungen nach ABB zu beachten, falls die unter 3.1.1.2.1.c) angeführten Abstände nicht eingehalten werden können.

c) Außenantennen, deren höchster Punkt und deren Zuleitung mindestens 3 m unter einer metallischen Dachrinne oder 2 m unter einer Dachrinne aus nichtleitendem Material und deren äußerster Punkt und deren Zuleitung nicht mehr als 2 m von der Außenwand des Gebäudes entfernt liegt (z.B. Fensterantennen).

3.1.1.2.2. Wenn das Gebäude eine Blitzschutzanlage nach ABB aufweist, muß der Mindestabstand D des äußersten Punktes der Antenne oder der Antennenzuleitung zu Blitzschutz-Anlagenteilen nach folgender Beziehung gewählt werden:

$$D \leqq {}^{1}/_{5} R;$$

D in m, R in Ω (R = Gesamterdungswiderstand der Blitzschutzanlage).

3.1.1.2.3. Ist die unter 3.1.1.2.2. genannte Bedingung nicht erfüllt, dann muß eine leitende Verbindung zur Blitzschutzanlage hergestellt werden. Trennfunkenstrecken nach 3.1.2.3.1.a) gelten als leitende Verbindung.

3.1.1.3. *Antennenzuleitung*

Um das Abspringen des Blitzstromes zu geerdeten Teilen im Gebäude an brandgefährdeten Stellen zu vermeiden, muß zwischen der Antennenzuleitung und den sichtbar verlegten, geerdeten Hausinstallationen oder Bauteilen eine Überschlagstelle nach 3.1.2.3. vorhanden sein. Die Überschlagstelle muß eine geringere Schlagweite haben als die brandgefährdete Näherungsstelle und ist möglichst oberhalb von ihr anzubringen. Brandgefahr besteht, wenn sich brennbare Stoffe im Überschlagbereich befinden.

(Mit Erde in Verbindung stehende Installationen sind beispielsweise: Metallrohre von Wasserleitungen, Gasleitungen, Zentralheizungsanlagen, Einbauten in Fahrstuhlschächten, Eisentreppen usw.)

3.1.2.1. *Erder*

3.1.2.1.1. Als Erder sind zu verwenden:

a) metallene Rohre, sofern sie mit weiträumig in der Erde verlegten Rohrnetzen gut leitfähig verbunden sind (das sind z.B. Wasserrohrnetze, nicht jedoch wärmeisolierte Fernheizrohrnetze). Gasrohrnetze sind als alleinige Erder nicht zulässig.

b) Blitzschutzerder nach ABB.

c) Stahlskelette und Armierungen von Stahlskelett- oder Betongebäuden.

d) Schutzerder von elektrischen Niederspannungsanlagen. (Die Erdungsleitung der Antenne ist unmittelbar an die Anschlußklemme des Erders anzuschließen. Der Schutzleiter der Starkstromanlage darf hierzu nicht benutzt werden.)

3.1.2.1.2. Sind keine Erder nach 3.1.2.1.1. vorhanden, so sind für Antennen besondere Erdungsanlagen zu errichten.

3.1.2.1.3. Sind mehrere geerdete Installationssysteme in einem Gebäude vorhanden, so ist deren Verbindung zweckmäßig, sofern betriebstechnische Gründe nicht entgegenstehen. Für Verbindung mit Hochspannungsanlagen gilt VDE 0141/11.58.

3.1.2.1.4. In Netzen, in denen die Nullung als Schutzmaßnahme zugelassen, aber im Gebäude kein Erder vorhanden ist, muß der Erder der Antennenanlage mit dem Sternpunktleiter nach VDE 0100 § 10N/11.58 durch eine Erdungsleitung verbunden werden. Der Querschnitt der Erdungsleitung muß bei Kupfer mindestens 16 mm², bei verzinktem Stahlseil mindestens 25 mm² betragen. In Netzen, in denen die Schutzerdung als Schutzmaßnahme zugelassen ist, darf der Erder der Antennenanlage mit allen Erdern verbunden werden. Die Verbindung mit dem Mittelpunktleiter ist unzulässig (s. VDE 0100/11.58 §§ 10N und 11N).

3.1.2.2. *Erdungsleitungen*

3.1.2.2.1. a) Die Abmessungen der Erdungsleitungen dürfen die in der Tabelle angegebenen Werte nicht unterschreiten.

Bei Aluminiumdraht ist z.B. Kunststoffaderleitung NYA 25 Al–TGL 4828 zulässig.

b) Ableitungen von Blitzschutzanlagen, metallene Rohre und Konstruktionsteile des Gebäudes mit ausreichenden Querschnitten, z.B. Feuerleitern usw., sind als Teile der Erdungsleitung zulässig. Regenfallrohre sind unzulässig. Gasrohrleitungen und Nebenableitungen sind als einzige Erdungsleitung nicht zulässig.

c) Erdungsleitungen, die in der Tabelle für die Verlegung innerhalb von Gebäuden zulässig sind, dürfen bis zu einer Länge von 1 m auch aus dem Gebäude herausgeführt werden, z.B. Anschluß an Antenne, Antennenträger, Überspannungsschutz.

3.1.2.2.2. *Verlegung*

a) Werden mehrere Antennen auf einem Gebäude errichtet und beträgt deren Ab-

stand weniger als 10 m, so sind deren Erdungsleitungen miteinander zu verbinden, mit Ausnahme von 3.1.2.1.3. Eine gemeinsame Erdungsleitung für alle Antennen ist zulässig.

b) Erdungsleitungen sind auf möglichst kurzem Wege zum Erder zu führen. Eine annähernd senkrechte Führung ist zu bevorzugen. Stellenweise waagrechte oder steigende Anordnung der Erdungsleitung, z. B. bei Führung um Gebäudevorsprünge, ist zulässig. Es muß jedoch dabei der Abstand von zwei beliebigen Punkten zwischen Anfang und Ende der Umleitung größer sein als $^1/_{10}$ der zwischen diesen Punkten liegenden Leitungslänge.

c) Erdungsleitungen nach 3.1.2.2.1. a) müssen sichtbar verlegt sein und dürfen nicht in Schutzrohren, im oder unter Putz liegen. Hiervon ausgenommen sind kurze Wand- oder Deckendurchführungen in Schutzrohren.

d) Erdungsleitungen dürfen ohne Abstandsschellen auch auf Holz verlegt werden.

3.1.2.2.3. *Verbindungsstellen*

a) Verbindungsstellen im Zuge der Erdungsleitungen sind möglichst zu vermeiden und dürfen nicht unmittelbar auf Holz oder in der Nähe von leicht brennbaren Stoffen liegen.

b) Verbindungsstellen müssen zugänglich sein und dürfen sich nicht lockern.

c) Die Verbindung mit leitfähigen Rohren, z. B. mit Heizungs- oder Wasserrohren, muß über Schellen mit mindestens 10 cm² Berührungsfläche erfolgen. Wasserzähler und ähnliche Geräte müssen mit einem Leiter nach 3.1.2.2. überbrückt werden. In Rohrleitungen eingebaute Isoliermuffen, die zum Schutz gegen Berührungsspannungen zur elektrischen Trennung dienen, dürfen nicht überbrückt werden. Rohrleitungen, die durch derartige Isoliermuffen von Erde getrennt sind, dürfen nicht mit Erdungsleitungen verbunden werden.

d) Bei Verbindungsstellen sind Metallzusammenstellungen zu verwenden, deren elektrochemische Spannungsdifferenz 1,15 V nicht überschreitet.

Tabelle Mindestabmessungen für Erdungsleitungen

Werkstoff	Verlegung außerhalb von Gebäuden	Verlegung innerhalb von Gebäuden
Stahl verzinkt	Draht 8 mm Durchmesser; Seil unzulässig Band 20 mm × 2,5 mm Draht mit thermoplastischer Schutzhülle, Mindest-Wanddicke 1 mm, 4,5 mm Durchmesser oder 16 mm² Querschnitt	4,5 mm Durchmesser oder 16 mm² Querschnitt
Kupfer	Draht 8 mm Durchmesser; Seil 7 × 3 mm Durchmesser Band 20 mm × 2,5 mm Draht mit thermoplastischer Schutzhülle, Mindest-Wanddicke 1 mm, 3,5 mm Durchmesser oder 10 mm² Querschnitt	3,5 mm Durchmesser oder 10 mm² Querschnitt
Aluminium	Draht 10 mm Durchmesser; Seil unzulässig Band 25 mm × 4 mm Draht mit thermoplastischer Schutzhülle, Mindest-Wanddicke 1 mm, 4,5 mm Durchmesser 16 mm² Querschnitt	4,5 mm Durchmesser oder 16 mm² Querschnitt

3.1.2.3. *Überspannungsschutz*

3.1.2.3.1. *Bemessung der Überschlagstellen*

a) Grobschutz. Als Grobschutz gelten die Schutzfunkenstrecken, Trennfunkenstrecken, Überschlagstellen, Isolatoren oder sonstige isolierende Zwischenschichten, wenn die Schlagweite in Luft höchstens 30 mm beträgt oder die Isolation einen entsprechenden Durchschlagswert hat.

Für 1 mm Luftstrecke zwischen zwei metallischen Kanten, Ecken oder Spitzen können bei 760 Torr und einer relativen Luftfeuchte bis zu 70% ≈ 1000 V Überschlagspannung gerechnet werden. Bei gerundeten Körperkanten oder -ecken oder kugeligen Formen erhöhen sich die Überschlagspannungen auf ≈ 3000 V.

b) Feinschutz. Als Feinschutz gelten Überspannungsableiter mit einer Ansprechspannung von höchstens 1000 V und einem Ableitvermögen von mindestens 0,5 Ws.

Der Zusammenbau von Grobschutz und Feinschutz ist zulässig.

c) Aufbau und Einsatz von Überschlagstellen.

Isolierstoffe im Bereich von Überschlagfunken müssen zumindest schwer brennbar (z. B. PVC-Material) sein.

Funkenstrecken müssen von brennbaren Stoffen (z. B. Holz) einen Abstand in Luft von mindestens 10 cm und von leicht brennbaren Stoffen (z. B. Rohr, Stroh, Schilf oder Heu) einen Abstand von mindestens 60 cm haben oder durch Bauteile mit einem Feuerwiderstand von mindestens 0,5 nach TGL 10685 Bl. 2 getrennt sein.

3.2. *Schutz gegen Spannungsübertritt aus elektrischen Installationen*

3.2.1. *Abstände zwischen fest verlegten Anlagen*

3.2.1.1. Der Abstand zwischen leitfähigen Teilen einer Antennenanlage und leitfähigen Teilen einer elektrischen Anlage mit Spannungen über 65 bis 1000 V (Effektivwert) gegen Erde muß in umbauten Räumen mindestens 10 mm, bei Installationen im Freien mindestens 20 mm betragen.

Die Abstände beziehen sich nur auf die elektrische Sicherheit. Bezüglich der hochfrequenten Störminderung sind größere Abstände anzustreben.

Zu den Teilen der genannten Anlagen gehören auch deren leitfähige Befestigungsmittel.

Dieser Abstand darf nur dann unterschritten werden, wenn durch fest angebrachte, ausreichend isolierende Zwischenlagen sichergestellt ist, daß an der Näherungsstelle ein unbeabsichtigtes Berühren von leitfähigen Teilen der beiden Anlagen miteinander unmöglich ist.

3.2.1.2. Zwischen Antennenanlagen und elektrischen Anlagen mit Spannungen ab 1 kV (Effektivwert) sind entsprechend größere Abstände, z. B. die Mindestabstände nach VDE 0101/7.60, erforderlich, es sei denn, daß durch ausreichende Isolierung mit einer Durchschlagfestigkeit von 30 bis 60 kV an der Näherungsstelle der Übertritt der Spannung von der einen auf die andere Anlage verhindert wird.

3.2.2. *Schutzmaßnahmen bei Antennenanlagen mit geschirmten HF-Leitungen und mit Antennenverstärkern*

3.2.2.1. Der Schirm der Antennenzuleitung oder des HF-Verteilernetzes (bei Gemeinschafts-Antennenanlagen) ist mit dem Erder der Antennenanlage dauerhaft zu verbinden, sofern nicht durch andere Maßnahmen dauerhaft und zuverlässig verhindert ist, daß Netzspannung auf das HF-Verteilernetz gelangt.

3.2.2.2. Bei Verwendung eines Antennenverstärkers ist seine Anschlußklemme für den Schutzleiter ebenfalls mit dem Erder der Antennenanlage zu verbinden.

Bei Antennenverstärkern müssen die Schutzmaßnahmen zum Schutz gegen zu hohe Berührungsspannungen nach VDE 0100/11.58 angewendet werden, auch wenn

der Verstärker in einem ungefährdeten Raum untergebracht ist. (Im Fehlerfall können gefährliche Berührungsspannungen über das HF-Verteilungsnetz an Antennensteckdosen auftreten, die sich in Räumen befinden, für die Schutzmaßnahmen vorgeschrieben sind.)

In Starkstromnetzen, in denen die Nullung als Schutzmaßnahme zugelassen ist, muß die Erdungsanlage mit dem Sternpunktleiter galvanisch verbunden sein.

In Starkstromanlagen, in denen das Schutzleitungssystem nach VDE 0100/11.58 § 11 N als Schutzmaßnahme angewendet ist, muß die Erdungsanlage mit dem Schutzleiter galvanisch verbunden sein.

Es besteht bei Anschluß des im Starkstromnetz mitgeführten Schutzleiters an die Anschlußklemme des Antennenverstärkers eine unerwünschte Kopplung zwischen dem Starkstromnetz und der Antennenanlage, die den Übertritt von hochfrequenten Störspannungen ermöglicht.

Zur hochfrequenten Entkopplung zwischen Starkstromnetz und Antennenanlage ist die Verbindungsleitung bei Nullung zwischen Sternpunktleiter und Erdungsanlage in unmittelbarer Nähe des Erders anzuschließen. Diese Leitung muß den Anforderungen für Schutzleiter entsprechen.

3.2.2.3. enthält Bestimmungen, die bei der Übertragung elektrischer Energie über Antennenzuleitungen (z.B. Betreiben von Antennenmastverstärkern) zu beachten sind. 3.2.2.4. und 3.2.2.6. behandeln Schutzmaßnahmen.

3.2.2.5. Bei fest verlegtem Anschluß des Antennenverstärkers an das Starkstromnetz darf dieser Anschluß nur mit Hilfe von Werkzeug möglich sein.

Bei Anschluß über eine Schutzkontakt-Steckdose muß die Schutzleiterklemme der Steckdose mit der Erdungsleitung der Antennenanlage verbunden werden. Diese Verbindung muß den Anforderungen für Schutzleiter entsprechen. Die Schutzleiterklemme der Steckdose darf nicht mit dem im Starkstromnetz mitgeführten Schutzleiter verbunden werden. Bei fester Verlegung der Anschlußleitung des Verstärkers ist der in dieser Anschlußleitung mitgeführte Schutzleiter nur mit dem Erder der Antennenanlage zu verbinden, nicht aber mit dem im Starkstromnetz mitgeführten Schutzleiter.

3.2.2.7. Der Schirm des HF-Verteilungsnetzes muß auch nach Ausbau des Verstärkers geerdet sein.

3.3. *Kreuzungen* bestimmt unter 3.3.1.1., daß Kreuzungen von Antennenanlagen und deren Teilen zulässig sind bei Einhaltung der unter 3.3.2. bis 3.3.4. gestellten Forderungen

a) über oder unter einer anderen nicht allseitig gegen Berühren geschützten elektrischen Anlage,

b) über öffentlichen Verkehrswegen, wie Straßen, Plätzen, Autobahnen, Wasserstraßen, Schienenbahnen, Seilbahnen u.a.

Es soll erreicht werden, daß

a) keine Berührung auftreten kann, durch die Spannungen der gekreuzten oder genäherten Anlage auf die Antennenanlage, oder umgekehrt, gebracht werden können,

b) gekreuzte oder genäherte elektrische Anlagen nicht durch Teile der Antennenanlage miteinander verbunden werden können,

c) öffentliche Verkehrswege nicht behindert werden.

Befinden sich Antennenanlagen in der Nähe von Starkstromanlagen, müssen die Forderungen über Kreuzungen von den Teilen der Antennenanlage eingehalten werden, die bei Bruch in der Antennenanlage unter Spannung stehende Teile der Starkstromanlage berühren können.

Antennenanlagen dürfen auf oder über öffentlichen Verkehrsflächen, elektrischen Leitungen und Fernmeldefreileitungen nur mit Genehmigung der für deren Betrieb oder Verwaltung zuständigen Stellen vom Fachmann errichtet, instand gesetzt oder abgebaut werden. Beim Errichten solcher Antennenanlagen müssen die Forderungen nach VDE 0105 Teil 1/1.60 eingehalten werden.

3.3.1.6. bestimmt die Mindestabstände zwischen Antennenanlagen und anderen Anlagen bei Kreuzungen.

Man unterscheidet Überkreuzungen nach

3.3.2. (Antennenanlage liegt über der gekreuzten Anlage) und Unterkreuzungen nach 3.3.3. (Antennenanlage liegt unter der gekreuzten Anlage).

Das Überkreuzen von Anlagen im Freien mit Spannungen $\geqq 1$ kV durch Drahtantennen ist nach 3.3.2.1.1. verboten.

3.3.2.1.2. Bei Überkreuzen von Anlagen im Freien mit Spannungen unter 1 kV muß mindestens eine der nachstehenden Bedingungen erfüllt sein:

a) An der Kreuzungsstelle ist die Anlage mit erhöhter Sicherheit nach 3.3.4. auszuführen.

b) Es muß sichergestellt sein, daß bei Bruch in der Antennenanlage unter Spannung stehende Teile der überkreuzten Anlage von Teilen der Antennenanlage nicht berührt werden können oder an berührbaren Teilen keine Spannungen von mehr als 65 V (Effektivwert) länger als 0,1 s bestehenbleiben können. Hierbei ist ein seitlicher Windabtrieb zu berücksichtigen.

Ist der Berührungsschutz nicht durch die Lage oder Anordnung der Antennenanlage gegeben, so kann er erreicht werden z.B. durch Anbringen mehrerer geerdeter, mechanisch ausreichend bemessener Schutzdrähte oberhalb der überkreuzten Anlage, so daß bei Bruch in der Antennenanlage keine ihrer Teile unter Spannung stehende Teile der überkreuzten Anlage berühren können.

3.3.2.2. regelt das Überkreuzen von Anlagen mit Spannungen bis 65 V (Effektivwert) gegen Erde und bestimmt, daß solche Antennenanlagen mit erhöhter Sicherheit nach 3.3.4. auszuführen sind. Auch bei Überkreuzungen von öffentlichen Verkehrswegen (3.3.2.3.) und von Sende-Antennenanlagen (3.3.2.4.) gilt 3.3.4.

Nach 3.3.3.1. muß bei Unterkreuzungen von nicht allseitig gegen Berühren geschützten Leitungen im Freien mit Spannungen über 65 V (Effektivwert) gegen Erde eine der nachfolgenden Bedingungen erfüllt werden:

Die unterkreuzte Anlage muß an der Kreuzungsstelle nach VDE 0210/2.58 § 35 errichtet sein.

Es muß sichergestellt sein, daß auch bei Bruch in der unterkreuzten Anlage keine zu hohe Berührungsspannung auf Teile der Antennenanlage gebracht wird. Hierbei ist ein seitlicher Windabtrieb zu berücksichtigen.

3.3.4. *Antennenanlagen mit erhöhter Sicherheit*

3.3.4.1. Alle für die mechanische Festigkeit der Antennenanlage maßgebenden Bauteile dürfen im ungünstigsten Belastungsfalle nur mit der Hälfte der sonst üblichen Beanspruchungen nach 2. belastet werden.

3.3.4.2. Keramik- und Glasisolatoren dürfen nur auf Druck beansprucht werden.

3.3.4.3. Die Verwendung von feindrähtigen Litzen ist unzulässig.

4. Betriebssicherheit

Die Antennenanlagen sind in einem Zustand zu erhalten, der den vorstehenden Forderungen entspricht. Mängel, die eine Gefahr bilden, müssen abgestellt werden.

Schwere und oft tödliche Unfälle kommen immer wieder bei der Errichtung von Antennenanlagen vor. Sie sind in allen Fällen auf die Nichtbeachtung der einschlägigen Arbeitsschutzbestimmungen zurückzuführen. So ist z.B. für die Arbeit auf Dächern oder Masten die Verwendung vorschriftsmäßiger Sicherheitsleinen und Sicherheitsgürtel vorgeschrieben. Für einfache Arbeiten, die von einer Leiter aus durchgeführt werden dürfen, ist die maximale Länge der Leiter mit 8 m angegeben. Alle Leitern sind vor ihrer Verwendung zu überprüfen. Schadhafte Sprossen, auch solche, die sich drehen, sind unverzüglich auszuwechseln. Das Aufnageln von Sprossen ist verboten. Die Leitern sind gegen Ausgleiten, Abrutschen, Umkippen oder Umstürzen sowie starkes Schwanken zu sichern. Das Anlehnen von Leitern an nicht sicheren Stützpunkten (z.B. Glasscheiben, Stangen, Spanndrähten usw.) ist verboten.

Bei Arbeiten auf Dächern oder Masten muß der Fallbereich von Werkzeugen oder sonstigen möglicherweise herabfallenden Gegenständen ausreichend abgesichert werden. Die Sicherung des Verkehrs ist unbedingt zu beachten. Werkzeuge sind in einer Tasche sicher unterzubringen und dürfen nicht auf Antennen- oder Mastteilen abgelegt oder während der Arbeiten auf den Knien gehalten werden. Nach Beendigung der Arbeiten sind der Arbeitsplatz und dessen Umgebung wieder ordnungsgemäß aufzuräumen. Eine gefährliche Unsitte stellt z.B. das Liegenlassen von Drahtabfällen dar.

Werden Maste aufgestellt, so müssen sich alle nicht beteiligten Personen aus dem Fallbereich entfernen. Erfolgt keine besondere Fundierung, so sind Maste im Sechstel ihrer Gesamtlänge, jedoch nicht weniger als 1,60 m tief, einzugraben und gut zu verrammen. Beim Aufrichten sind Dreiböcke oder Gabelstützen zu verwenden. Das Fußende des Mastes ist so festzulegen, daß es nicht emporschnellen kann. Beim Aufrichten darf nicht auf den Mast getreten werden. Ein Mast darf erst dann bestiegen werden, wenn das Mastloch vollständig ausgefüllt ist. Zum Besteigen von Masten sind vorschriftsmäßige Sicherheitsgürtel anzulegen, die vor Benutzung mit dem Körpergewicht als Kontrolle zu belasten sind.

Steht ein Gewitter bevor, so sind alle Arbeiten an Antennenanlagen einzustellen.

Vor der Errichtung größerer Antennenanlagen und in Zweifelsfällen sollte sich der Amateur unbedingt an die zuständige Arbeitsschutzinspektion wenden, die immer eindeutige und bindende Auskünfte erteilt.

Die ständig steigende Anzahl der UKW- und Fernsehantennen hat auch ein erhebliches Anwachsen der durch Blitzeinschläge in Antennen verursachten Gebäudeschäden mit sich gebracht. Die Untersuchung solcher Beschädigungen ergab in den meisten Fällen, daß die ordnungsgemäße Erdung überhaupt fehlte oder einen viel zu hohen Erdübergangswiderstand hatte. Viele Antennen werden heute ohne die erforderliche Sachkenntnis montiert oder für den ersten Fernsehempfang provisorisch aufgestellt. Solche Provisorien pflegen bei gutem Fernsehbild oft zum Dauerzustand zu werden. Sie gefährden dann die Sicherheit der Straßenpassanten und können umfangreiche Blitzschäden verursachen. Bei fehlerhaften Antennenanlagen tritt der Blitz nach Einschlag in die den Dachfirst überragende Antenne zum Innern des Gebäudes über und sucht sich dort den Weg des geringsten Widerstands zur Erde. Diesen findet er meist in der elektrischen Installation und anderen metallischen Leitern. Dabei werden durch Wärme- und Sprengwirkungen sowie durch elektrodynamische Kräfte umfangreiche Gebäude- und Einrichtungsschäden verursacht, die nicht selten zu Bränden führen sowie Leben und Gesundheit der Hausbewohner gefährden.

Es hat sich herausgestellt, daß auch Blitzeinschläge in Unterdachantennen vorkommen, obwohl für diese kein Blitzschutz gefordert wird. Dieser Fall kann eintreten, wenn die Antenne zu nahe an der Dachhaut oder in der Nähe von Ableitungen vorhandener Blitzableiteranlagen montiert wird.

Der Funkamateur baut sich seine Geräte und Antennen vorwiegend selbst. Auch die Montage der Antennen erfolgt häufig in Eigenleistung oder durch hilfsbereite Freunde und Nachbarn unter der Leitung und Verantwortung des Auftraggebers. Von einem verantwortungsbewußten Amateur muß deshalb gefordert werden, daß er alle für die Errichtung von Antennenanlagen erlassenen Bestimmungen streng beachtet und zu seiner eigenen Sicherung die Anlage von einem Fachmann prüfen und begutachten läßt.

34. Anhang

Tabelle 34.1. Umrechnung von Frequenz in Wellenlänge und umgekehrt

In der nachstehenden Tabelle kann jede Spalte kHz bzw. m bedeuten; die Umrechnung ist also in jeder Richtung möglich.

240000	1,25	19000	15,789	15900	18,868	12800	23,437	9700	30,928
120000	2,5	18900	15,873	15800	18,987	12700	23,622	9600	31,250
60000	5,0	18800	15,975	15700	19,108	12600	23,810	9500	31,579
40000	7,5	18700	16,043	15600	19,231	12500	24,000	9400	31,915
30000	10,0	18600	16,129	15500	19,355	12400	24,193	9300	32,258
29500	10,17	18500	16,216	15400	19,480	12300	24,390	9200	32,608
29000	10,34	18400	16,304	15300	19,608	12200	24,590	9100	32,967
28500	10,51	18300	16,393	15200	19,737	12100	24,793		
28000	10,71	18200	16,483	15100	19,867			9000	33,333
27500	10,91	18100	16,574			12000	25,000	8900	33,708
27000	11,11			15000	20,000	11900	25,210	8800	34,091
26500	11,32	18000	16,667	14900	20,134	11800	25,424	8700	34,483
26000	11,54	17900	16,760	14800	20,270	11700	25,641	8600	34,884
25500	11,76	17800	16,854	14700	20,408	11600	25,862	8500	35,294
25000	12,00	17700	16,949	14600	20,548	11500	26,087	8400	35,714
24500	12,24	17600	17,045	14500	20,690	11400	26,316	8300	36,145
24000	12,50	17500	17,143	14400	20,833	11300	26,549	8200	36,585
23500	12,77	17400	17,242	14300	20,979	11200	26,786	8100	37,037
23000	13,04	17300	17,431	14200	21,127	11100	27,027		
22500	13,33	17200	17,442	14100	21,276			8000	37,500
22000	13,63	17100	17,544			11000	27,273	7900	37,975
21500	13,97			14000	21,428	10900	27,523	7800	38,461
21000	14,28	17000	17,647	13900	21,583	10800	27,778	7700	38,961
20500	14,63	16900	17,751	13800	21,739	10700	28,037	7600	39,474
20000	15,000	16800	17,857	13700	21,898	10600	28,302	7500	40,000
19900	15,075	16700	17,964	13600	22,059	10500	28,571	7400	40,540
19800	15,151	16600	18,072	13500	22,222	10400	28,846	7300	41,096
19700	15,228	16500	18,182	13400	22,388	10300	29,126	7200	41,667
19600	15,306	16400	18,293	13300	22,556	10200	29,412	7100	42,254
19500	15,385	16300	18,405	13200	22,727	10100	29,703		
19400	15,464	16200	18,519	13100	22,901			7000	42,857
19300	15,544	16100	18,633			10000	30,000	6900	43,478
19200	15,625			13000	23,077	9900	30,303	6800	44,118
19100	15,707	16000	18,750	12900	23,256	9800	30,612	6700	44,776

Tabelle 34.1. Umrechnungstabelle (Fortsetzung)

6600	45,455	3600	83,333	1400	214,28	1100	272,73	790	379,75
6500	46,154	3500	85,714			1090	275,23	780	384,61
6400	46,874	3400	88,235	1390	215,83	1080	277,78	770	389,61
6300	47,619	3300	90,909	1380	217,39	1070	280,37	760	394,74
6200	48,387	3200	93,750	1370	218,98	1060	283,02	750	400,00
6100	49,180	3100	96,774	1360	220,59	1050	285,71	740	405,40
				1350	222,22	1040	288,46	730	410,96
6000	50,000	3000	100,00	1340	223,88	1030	291,26	720	416,67
5900	50,847	2900	103,45	1330	225,56	1020	294,12	710	422,54
5800	51,724	2800	107,14	1320	227,27	1010	297,03	700	428,57
5700	52,631	2700	111,11	1310	229,01	1000	300,00		
5600	53,571	2600	115,38	1300	230,77			690	434,78
5500	54,545	2500	120,00			990	303,03	680	441,18
5400	55,555	2400	125,00	1290	232,56	980	306,12	670	447,76
5300	56,604	2300	130,43	1280	234,38	970	309.28	660	454,54
5200	57,692	2200	136,36	1270	236,22	960	312,50	650	461,54
5100	58,824	2100	142,65	1260	238,10	950	315,79	640	468,75
				1250	240,00	940	319,15	630	476,19
5000	60,000	2000	150,00	1240	241,93	930	322,58	620	483,87
4900	61,224	1900	157,89	1230	243,90	920	326,09	610	491,80
4800	62,500	1800	166,67	1220	245,90	910	329,67	600	500,00
4700	63,830	1700	176,47	1210	247,93	900	333,33		
4600	65,217	1600	187,50	1200	250,00			590	508,47
4500	66,667	1500	200,00			890	337,08	580	517,24
4400	68,182	1490	201,34	1190	252,10	880	340,91	570	526,32
4300	69,767	1480	202,70	1180	254,24	870	344,83	560	535,71
4200	71,429	1470	204,08	1170	256,41	860	348,84	550	545,45
4100	73,171	1460	205,48	1160	258,62	850	352,94	540	555,55
		1450	206,90	1150	260,87	840	357,14	530	566,03
4000	75,000	1440	208,33	1140	263,16	830	361,45	520	576,72
3900	76,923	1430	209,79	1130	265,49	820	365,85	510	588,24
3800	78,947	1420	211,27	1120	267,86	810	370,37	500	600,00
3700	81,080	1410	212,77	1110	270,27	800	375,00		

Tabelle 34.3. Die Amateurfrequenzbereiche (Tabelle 34.2. s. S. 546)

Die Konferenz von Atlantic City 1947 teilte dem Amateurfunk in der Region I folgende Frequenzbänder zu:

3500 bis 3800 kHz = 80-m-Band (85,7 bis 79,0 m)
7000 bis 7150 kHz = 40-m-Band (42,9 bis 42,0 m)
14000 bis 14350 kHz = 20-m-Band (21,43 bis 20,9 m)
21000 bis 21450 kHz = 15-m-Band (14,29 bis 14,0 m)
28000 bis 29700 kHz = 10-m-Band (10,71 bis 10,1 m)
144 bis 146 MHz = 2-m-Band (208,3 bis 205,5 cm)
420 bis 460 MHz = 70-cm-Band (71,5 bis 65,2 cm)
1215 bis 1300 MHz = 24-cm-Band (24,69 bis 23,08 cm)
2300 bis 2450 MHz = 12-cm-Band (13,04 bis 12,24 cm)

Innerhalb dieser Bänder haben die Staaten der Region I den Amateuren ihres Landes die Amateurfrequenzbereiche in teilweise unterschiedlichem Umfang freigegeben. Das 160-m-Band ist nicht aufgeführt, da es nur mit Leistungsbeschränkung in einzelnen Ländern zugelassen ist. Weitere Bänder im Zentimeterwellenbereich sind vorgesehen.

Tabelle 34.4. Die Oberwellen der Amateurbandfrequenzen

	MHz	2	3	4	5	6	7	8	9	10
80 m	3,5	7,0	10,5	14,0	17,5	21,0	24,5	28,0	31,5	35,0
	3,6	7,2	10,8	14,4	18,0	21,6	25,2	28,8	32,4	36,0
	3,7	7,4	11,1	14,8	18,5	22,2	25,9	29,6	33,3	37,0
	3,8	7,6	11,4	15,2	19,0	22,8	26,6	30,4	34,2	38,0
40 m	7,0	14,0	21,0	28,0	35,0	42,0	49,0	56,0	63,0	70,0
	7,05	14,1	21,15	28,2	35,25	42,3	49,35	56,4	63,45	70,5
	7,1	14,2	21,3	28,4	35,5	42,6	49,7	56,8	63,9	71,0
	7,15	14,3	21,45	28,6	35,75	42,9	50,05	57,2	64,35	71,5
20 m	14,0	28,0	42,0	56,0	70,0	84,0	98,0	112,0	126,0	140,0
	14,1	28,2	42,3	56,4	70,5	84,6	98,7	112,8	126,9	141,0
	14,2	28,4	42,6	56,8	71,0	85,2	99,4	113,6	127,8	142,0
	14,3	28,6	42,9	57,2	71,5	85,8	100,1	114,4	128,7	143,0
	14,35	28,7	43,05	57,4	71,75	86,1	100,45	114,8	129,15	143,5
15 m	21,0	42,0	63,0	84,0	105,0	126,0	147,0	168,0	189,0	210,0
	21,1	42,2	63,3	84,4	105,5	126,6	147,7	168,8	189,9	211,0
	21,2	42,4	63,6	84,8	106,0	127,2	148,4	169,6	190,8	212,0
	21,3	42,6	63,9	85,2	106,5	127,8	149,1	170,4	191,7	213,0
	21,4	42,8	64,2	85,6	107,0	128,4	149,9	171,2	192,6	214,0
	21,45	42,9	64,35	85,8	107,25	128,7	150,15	171,6	193,05	214,5
10 m	28,0	56,0	84,0	112,0	140,0	168,0	196,0	224,0	252,0	280,0
	28,5	57,0	85,5	114,0	142,5	171,0	199,5	228,0	256,5	285,0
	29,0	58,0	87,0	116,0	145,0	174,0	203,0	232,0	261,0	290,0
	29,7	59,4	89,1	118,8	148,5	178,2	207,9	237,6	267,3	297,0
2 m	144,0	288,0	432,0	576,0	720,0	864,0	1008,0	1152,0	1296,0	1440,0
	146,0	292,0	438,0	584,0	730,0	876,0	1022,0	1168,0	1314,0	1460,0

Tabelle 34.5. Mechanische Strahlerlängen für die Amateurkurzwellenbänder (nach Halbwellen geordnet)

80-m-Band

λ	3500 kHz	3600 kHz	3800 kHz
0,5	40,71 m	39,58 m	37,50 m
1,0	83,57 m	81,25 m	76,97 m
1,5	126,43 m	122,92 m	116,45 m
2,0	169,28 m	164,58 m	155,92 m
2,5	212,14 m	206,25 m	195,39 m
3,0	255,00 m	247,92 m	234,87 m

40-m-Band

λ	7000 kHz	7100 kHz
0,5	20,36 m	20,07 m
1,0	41,78 m	41,19 m
1,5	63,21 m	62,32 m
2,0	84,64 m	83,45 m
2,5	106,07 m	104,58 m
3,0	127,50 m	125,70 m
3,5	148,93 m	146,83 m
4,0	170,35 m	167,95 m

20-m-Band

λ	14000 kHz	14350 kHz
0,5	10,18 m	9,93 m
1,0	20,88 m	20,38 m
1,5	31,60 m	30,84 m
2,0	42,32 m	41,29 m
2,5	53,03 m	51,74 m
3,0	63,04 m	62,19 m
3,5	74,46 m	72,64 m
4,0	85,18 m	83,09 m
4,5	95,90 m	93,54 m
5,0	106,60 m	103,99 m
5,5	117,32 m	114,44 m
6,0	128,04 m	124,89 m
6,5	138,75 m	135,34 m
7,0	149,46 m	145,79 m
7,5	160,18 m	156,24 m
8,0	170,90 m	166,69 m

15-m-Band

λ	21000 kHz	21450 kHz
0,5	6,78 m	6,64 m
1,0	13,93 m	13,64 m
1,5	21,07 m	20,63 m
2,0	28,21 m	27,62 m
2,5	35,36 m	34,61 m
3,0	42,50 m	41,61 m
3,5	49,64 m	48,60 m
4,0	56,79 m	55,60 m
4,5	63,93 m	62,59 m
5,0	71,07 m	69,58 m
5,5	78,21 m	76,57 m
6,0	85,36 m	83,57 m
6,5	92,50 m	90,56 m
7,0	99,64 m	97,55 m
7,5	106,79 m	104,55 m
8,0	113,93 m	111,54 m
8,5	121,05 m	118,53 m
9,0	128,21 m	125,52 m
9,5	135,36 m	132,52 m
10,0	142,50 m	139,51 m

10-m-Band

λ	28000 kHz	29000 kHz	29700 kHz
0,5	5,04 m	4,96 m	4,75 m
1,0	10,39 m	10,03 m	9,80 m
1,5	15,75 m	15,21 m	14,85 m
2,0	21,11 m	20,38 m	19,90 m
2,5	26,46 m	25,55 m	24,95 m
3,0	31,82 m	30,72 m	30,00 m
3,5	37,18 m	35,90 m	35,05 m
4,0	42,54 m	41,07 m	40,10 m
4,5	47,89 m	46,24 m	45,15 m
5,0	53,25 m	51,41 m	50,20 m
5,5	58,61 m	56,58 m	55,25 m
6,0	63,96 m	61,76 m	60,30 m
6,5	69,32 m	66,93 m	65,35 m
7,0	74,68 m	72,10 m	70,40 m
7,5	80,04 m	77,27 m	75,45 m
8,0	85,39 m	82,45 m	80,50 m
8,5	90,75 m	87,62 m	85,55 m
9,0	96,11 m	92,79 m	90,60 m
9,5	101,46 m	97,97 m	95,65 m
10,0	106,82 m	103,14 m	100,70 m
10,5	112,18 m	108,31 m	105,76 m
11,0	117,53 m	113,48 m	110,81 m
11,5	122,89 m	118,66 m	115,86 m
12,0	142,61 m	137,62 m	134,38 m

Tabelle 34.6. Umrechnungsformeln für Elementlängen, bezogen auf $\lambda/2$ und 1 λ

Elementlängen, bezogen auf $\lambda/2$		Elementlängen, bezogen auf 1 λ	
$\frac{\lambda}{2} \cdot 1{,}0 = \frac{150000}{f}$	$\frac{\lambda}{2} \cdot 0{,}87 = \frac{130500}{f}$	$1{,}0\lambda = \frac{300000}{f}$	$0{,}87\lambda = \frac{261000}{f}$
$0{,}99 = \frac{148500}{f}$	$0{,}86 = \frac{129000}{f}$	$0{,}99\lambda = \frac{297000}{f}$	$0{,}86\lambda = \frac{258000}{f}$
$0{,}98 = \frac{147000}{f}$	$0{,}85 = \frac{127500}{f}$	$0{,}98\lambda = \frac{294000}{f}$	$0{,}85\lambda = \frac{255000}{f}$
$0{,}97 = \frac{145500}{f}$	$0{,}84 = \frac{126000}{f}$	$0{,}97\lambda = \frac{291000}{f}$	$0{,}84\lambda = \frac{252000}{f}$
$0{,}96 = \frac{144000}{f}$	$0{,}83 = \frac{124500}{f}$	$0{,}96\lambda = \frac{288000}{f}$	$0{,}83\lambda = \frac{249000}{f}$
$0{,}95 = \frac{142500}{f}$	$0{,}82 = \frac{123000}{f}$	$0{,}95\lambda = \frac{285000}{f}$	$0{,}82\lambda = \frac{246000}{f}$
$0{,}94 = \frac{141000}{f}$	$0{,}81 = \frac{121500}{f}$	$0{,}94\lambda = \frac{282000}{f}$	$0{,}81\lambda = \frac{243000}{f}$
$0{,}93 = \frac{139500}{f}$	$0{,}80 = \frac{120000}{f}$	$0{,}93\lambda = \frac{279000}{f}$	$0{,}80\lambda = \frac{240000}{f}$
$0{,}92 = \frac{138000}{f}$	$0{,}79 = \frac{118500}{f}$	$0{,}92\lambda = \frac{276000}{f}$	$0{,}79\lambda = \frac{237000}{f}$
$0{,}91 = \frac{136500}{f}$	$0{,}78 = \frac{117000}{f}$	$0{,}91\lambda = \frac{273000}{f}$	$0{,}78\lambda = \frac{234000}{f}$
$0{,}90 = \frac{135000}{f}$	$0{,}77 = \frac{115500}{f}$	$0{,}90\lambda = \frac{270000}{f}$	$0{,}77\lambda = \frac{231000}{f}$
$0{,}89 = \frac{133500}{f}$	$0{,}76 = \frac{114000}{f}$	$0{,}89\lambda = \frac{267000}{f}$	$0{,}76\lambda = \frac{228000}{f}$
$0{,}88 = \frac{132000}{f}$	$0{,}75 = \frac{112500}{f}$	$0{,}88\lambda = \frac{264000}{f}$	$0{,}75\lambda = \frac{225000}{f}$

Ergebnisse in mm, f in MHz

Tabelle 34.2. Umrechnung m in MHz, Bereich 10 m bis 100 m (Aufteilung in Intervallen von je 0,1 m)

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
10,1	29,703	20,1	14,925	30,1	9,966.7	40,1	7,481.3	50,1	5,988.0	60,1	4,991.7	70,1	4,279.6	80,1	3,745.3	90,1	3,329.7
10,2	29,411	20,2	14,851	30,2	9,933.7	40,2	7,462.6	50,2	5,976.1	60,2	4,983.3	70,2	4,273.5	80,2	3,740.7	90,2	3,326.0
10,3	29,126	20,3	14,778	30,3	9,901.0	40,3	7,444.0	50,3	5,964.1	60,3	4,975.1	70,3	4,267.4	80,3	3,735.9	90,3	3,322.2
10,4	28,846	20,4	14,706	30,4	9,868.5	40,4	7,425.8	50,4	5,953.7	60,4	4,966.9	70,4	4,261.4	80,4	3,731.2	90,4	3,318.5
10,5	28,571	20,5	14,634	30,5	9,836.0	40,5	7,407.3	50,5	5,940.6	60,5	4,958.6	70,5	4,255.3	80,5	3,726.7	90,5	3,314.9
10,6	28,301	20,6	14,563	30,6	9,804.0	40,6	7,399.0	50,6	5,928.9	60,6	4,950.5	70,6	4,249.3	80,6	3,722.0	90,6	3,311.2
10,7	28,037	20,7	14,493	30,7	9,772.0	40,7	7,371.0	50,7	5,917.1	60,7	4,942.3	70,7	4,243.3	80,7	3,717.5	90,7	3,307.6
10,8	27,778	20,8	14,423	30,8	9,740.2	40,8	7,353.0	50,8	5,905.6	60,8	4,934.2	70,8	4,237.3	80,8	3,712.9	90,8	3,303.9
10,9	27,522	20,9	14,353	30,9	9,708.7	40,9	7,335.0	50,9	5,893.9	60,9	4,926.1	70,9	4,231.3	80,9	3,708.3	90,9	3,300.3
11,0	27,273	21,0	14,285	31,0	9,677.4	41,0	7,317.5	51,0	5,882.5	61,0	4,918.0	71,0	4,225.3	81,0	3,703.7	91,0	3,296.7
11,1	27,027	21,1	14,218	31,1	9,646.2	41,1	7,299.3	51,1	5,870.9	61,1	4,910.0	71,1	4,219.4	81,1	3,699.2	91,1	3,293.1
11,2	26,786	21,2	14,151	31,2	9,615.5	41,2	7,281.5	51,2	5,859.4	61,2	4,902.0	71,2	4,213.5	81,2	3,694.6	91,2	3,289.4
11,3	26,549	21,3	14,085	31,3	9,584.7	41,3	7,263.8	51,3	5,847.9	61,3	4,894.0	71,3	4,207.6	81,3	3,690.0	91,3	3,285.8
11,4	26,316	21,4	14,019	31,4	9,554.0	41,4	7,246.3	51,4	5,838.0	61,4	4,886.0	71,4	4,201.7	81,4	3,685.5	91,4	3,282.2
11,5	26,087	21,5	13,954	31,5	9,523.8	41,5	7,228.8	51,5	5,825.1	61,5	4,878.0	71,5	4,195.7	81,5	3,680.9	91,5	3,278.7
11,6	25,862	21,6	13,889	31,6	9,493.6	41,6	7,211.5	51,6	5,813.9	61,6	4,870.1	71,6	4,190.0	81,6	3,676.5	91,6	3,275.1
11,7	25,641	21,7	13,825	31,7	9,463.7	41,7	7,194.2	51,7	5,802.7	61,7	4,862.2	71,7	4,184.1	81,7	3,672.0	91,7	3,271.5
11,8	25,424	21,8	13,761	31,8	9,433.8	41,8	7,177.0	51,8	5,791.6	61,8	4,854.3	71,8	4,178.3	81,8	3,667.5	91,8	3,268.0
11,9	25,210	21,9	13,699	31,9	9,404.4	41,9	7,160.0	51,9	5,780.3	61,9	4,846.6	71,9	4,172.5	81,9	3,663.0	91,9	3,264.4
12,0	25,000	22,0	13,636	32,0	9,375.0	42,0	7,142.8	52,0	5,769.0	62,0	4,838.7	72,0	4,166.7	82,0	3,658.6	92,0	3,260.8
12,1	24,793	22,1	13,575	32,1	9,345.6	42,1	7,125.9	52,1	5,758.1	62,1	4,830.9	72,1	4,160.8	82,1	3,654.1	92,1	3,257.3
12,2	24,590	22,2	13,514	32,2	9,316.6	42,2	7,109.0	52,2	5,747.1	62,2	4,823.1	72,2	4,155.1	82,2	3,649.7	92,2	3,253.8
12,3	24,390	22,3	13,453	32,3	9,288.0	42,3	7,092.2	52,3	5,736.1	62,3	4,815.3	72,3	4,149.4	82,3	3,645.2	92,3	3,250.3
12,4	24,193	22,4	13,393	32,4	9,259.2	42,4	7,075.3	52,4	5,725.2	62,4	4,807.8	72,4	4,143.6	82,4	3,640.8	92,4	3,246.8
12,5	24,000	22,5	13,333	32,5	9,230.8	42,5	7,058.8	52,5	5,714.2	62,5	4,800.0	72,5	4,137.9	82,5	3,636.4	92,5	3,243.2
12,6	23,809	22,6	13,274	32,6	9,202.4	42,6	7,042.2	52,6	5,703.4	62,6	4,792.3	72,6	4,132.2	82,6	3,631.9	92,6	3,239.7
12,7	23,622	22,7	13,216	32,7	9,174.2	42,7	7,025.7	52,7	5,692.6	62,7	4,784.7	72,7	4,126.6	82,7	3,627.5	92,7	3,236.2
12,8	23,437	22,8	13,158	32,8	9,146.4	42,8	7,009.3	52,8	5,682.1	62,8	4,777.0	72,8	4,120.9	82,8	3,623.2	92,8	3,232.7
12,9	23,256	22,9	13,100	32,9	9,118.4	42,9	6,993.0	52,9	5,671.0	62,9	4,769.4	72,9	4,115.2	82,9	3,618.8	92,9	3,229.2
13,0	23,077	23,0	13,043	33,0	9,091.0	43,0	6,976.7	53,0	5,660.0	63,0	4,761.9	73,0	4,109.6	83,0	3,614.4	93,0	3,225.8
13,1	22,901	23,1	12,987	33,1	9,063.4	43,1	6,960.5	53,1	5,649.7	63,1	4,754.3	73,1	4,103.9	83,1	3,610.1	93,1	3,222.3
13,2	22,722	23,2	12,931	33,2	9,036.0	43,2	6,944.4	53,2	5,639.1	63,2	4,746.8	73,2	4,098.4	83,2	3,605.7	93,2	3,218.8
13,3	22,556	23,3	12,875	33,3	9,009.0	43,3	6,928.3	53,3	5,628.5	63,3	4,739.3	73,3	4,092.8	83,3	3,601.4	93,3	3,215.4
13,4	22,388	23,4	12,820	33,4	8,982.0	43,4	6,912.4	53,4	5,618.0	63,4	4,731.9	73,4	4,087.2	83,4	3,597.1	93,4	3,211.9
13,5	22,224	23,5	12,766	33,5	8,955.2	43,5	6,896.5	53,5	5,607.5	63,5	4,724.4	73,5	4,081.6	83,5	3,592.7	93,5	3,208.6
13,6	22,059	23,6	12,712	33,6	8,928.6	43,6	6,880.7	53,6	5,597.0	63,6	4,716.9	73,6	4,076.1	83,6	3,588.5	93,6	3,205.1
13,7	21,898	23,7	12,658	33,7	8,902.0	43,7	6,865.0	53,7	5,586.6	63,7	4,709.5	73,7	4,070.6	83,7	3,584.2	93,7	3,201.7
13,8	21,739	23,8	12,605	33,8	8,875.4	43,8	6,849.3	53,8	5,576.2	63,8	4,702.2	73,8	4,065.0	83,8	3,580.0	93,8	3,198.3
13,9	21,583	23,9	12,553	33,9	8,849.6	43,9	6,833.8	53,9	5,565.9	63,9	4,694.8	73,9	4,059.5	83,9	3,575.7	93,9	3,194.8
14,0	21,429	24,0	12,500	34,0	8,823.4	44,0	6,818.2	54,0	5,555.6	64,0	4,687.5	74,0	4,054.1	84,0	3,571.4	94,0	3,191.5
14,1	21,277	24,1	12,448	34,1	8,797.8	44,1	6,802.7	54,1	5,545.3	64,1	4,680.1	74,1	4,048.5	84,1	3,567.2	94,1	3,188.1
14,2	21,127	24,2	12,397	34,2	8,771.8	44,2	6,787.3	54,2	5,535.0	64,2	4,672.8	74,2	4,043.2	84,2	3,562.9	94,2	3,184.7
14,3	20,979	24,3	12,345	34,3	8,746.4	44,3	6,772.0	54,3	5,524.9	64,3	4,665.7	74,3	4,037.6	84,3	3,558.7	94,3	3,181.4
14,4	20,833	24,4	12,295	34,4	8,720.8	44,4	6,756.8	54,4	5,514.6	64,4	4,658.3	74,4	4,032.3	84,4	3,554.5	94,4	3,178.9
14,5	20,690	24,5	12,245	34,5	8,695.6	44,5	6,741.6	54,5	5,504.5	64,5	4,651.1	74,5	4,026.8	84,5	3,550.3	94,5	3,174.6
14,6	20,548	24,6	12,194	34,6	8,670.4	44,6	6,726.5	54,6	5,494.5	64,6	4,644.0	74,6	4,021.5	84,6	3,546.1	94,6	3,171.2
14,7	20,408	24,7	12,146	34,7	8,645.6	44,7	6,711.3	54,7	5,484.4	64,7	4,636.8	74,7	4,016.1	84,7	3,541.9	94,7	3,167.9
14,8	20,270	24,8	12,097	34,8	8,620.6	44,8	6,696.3	54,8	5,474.5	64,8	4,629.6	74,8	4,010.7	84,8	3,537.7	94,8	3,164.5
14,9	20,134	24,9	12,048	34,9	8,595.8	44,9	6,681.3	54,9	5,464.5	64,9	4,622.6	74,9	4,005.4	84,9	3,533.5	94,9	3,161.2
15,0	20,000	25,0	12,000	35,0	8,571.4	45,0	6,666.7	55,0	5,454.6	65,0	4,615.4	75,0	4,000.0	85,0	3,529.4	95,0	3,157.9

15,1	19,867	25,1	11,952	35,1	8,547.0	45,1	6,652.1	55,1	5,444.7	65,1	4,608.3	75,1	3,994.6	85,1	3,525.2	95,1	3,154.6
15,2	19,737	25,2	11,905	35,2	8,522.8	45,2	6,637.1	55,2	5,434.7	65,2	4,601.2	75,2	3,989.4	85,2	3,521.1	95,2	3,151.2
15,3	19,608	25,3	11,858	35,3	8,498.6	45,3	6,622.5	55,3	5,424.9	65,3	4,594.3	75,3	3,984.1	85,3	3,517.0	95,3	3,148.0
15,4	19,480	25,4	11,811	35,4	8,474.6	45,4	6,608.1	55,4	5,415.1	65,4	4,587.1	75,4	3,978.8	85,4	3,512.8	95,4	3,144.6
15,5	19,355	25,5	11,765	35,5	8,450.6	45,5	6,593.4	55,5	5,405.4	65,5	4,580.1	75,5	3,973.5	85,5	3,508.7	95,5	3,141.4
15,6	19,231	25,6	11,719	35,6	8,427.0	45,6	6,579.0	55,6	5,395.7	65,6	4,573.2	75,6	3,968.3	85,6	3,504.7	95,6	3,138.1
15,7	19,108	25,7	11,673	35,7	8,403.4	45,7	6,564.5	55,7	5,385.9	65,7	4,566.1	75,7	3,963.0	85,7	3,500.5	95,7	3,134.8
15,8	18,987	25,8	11,628	35,8	8,380.0	45,8	6,550.1	55,8	5,376.4	65,8	4,559.2	75,8	3,957.7	85,8	3,496.5	95,8	3,131.5
15,9	18,868	25,9	11,583	35,9	8,356.6	45,9	6,536.0	55,9	5,366.7	65,9	4,552.3	75,9	3,952.5	85,9	3,492.5	95,9	3,128.2
16,0	18,750	26,0	11,538	36,0	8,333.3	46,0	6,521.5	56,0	5,357.1	66,0	4,545.5	76,0	3,947.4	86,0	3,488.3	96,0	3,125.0
16,1	18,633	26,1	11,494	36,1	8,310.2	46,1	6,507.6	56,1	5,347.6	66,1	4,538.6	76,1	3,942.2	86,1	3,484.3	96,1	3,121.8
16,2	18,518	26,2	11,450	36,2	8,287.2	46,2	6,493.5	56,2	5,338.0	66,2	4,531.7	76,2	3,937.0	86,2	3,480.2	96,2	3,118.4
16,3	18,405	26,3	11,407	36,3	8,264.4	46,3	6,479.4	56,3	5,328.6	66,3	4,524.9	76,3	3,931.9	86,3	3,476.2	96,3	3,115.2
16,4	18,293	26,4	11,364	36,4	8,241.6	46,4	6,465.4	56,4	5,319.1	66,4	4,518.0	76,4	3,926.7	86,4	3,472.2	96,4	3,112.0
16,5	18,182	26,5	11,320	36,5	8,219.2	46,5	6,451.6	56,5	5,309.6	66,5	4,511.3	76,5	3,921.5	86,5	3,468.2	96,5	3,108.8
16,6	18,072	26,6	11,278	36,6	8,196.8	46,6	6,437.7	56,6	5,300.2	66,6	4,504.6	76,6	3,916.5	86,6	3,464.2	96,6	3,105.6
16,7	17,964	26,7	11,236	36,7	8,174.4	46,7	6,423.9	56,7	5,291.0	66,7	4,497.7	76,7	3,911.3	86,7	3,460.2	96,7	3,102.4
16,8	17,857	26,8	11,194	36,8	8,152.2	46,8	6,410.1	56,8	5,281.6	66,8	4,491.0	76,8	3,906.3	86,8	3,456.2	96,8	3,099.1
16,9	17,751	26,9	11,152	36,9	8,130.0	46,9	6,396.6	56,9	5,272.4	66,9	4,484.2	76,9	3,901.1	86,9	3,452.2	96,9	3,096.0
17,0	17,647	27,0	11,111	37,0	8,108.2	47,0	6,383.0	57,0	5,263.2	67,0	4,477.7	77,0	3,896.1	87,0	3,448.2	97,0	3,092.8
17,1	17,544	27,1	11,070	37,1	8,086.5	47,1	6,369.4	57,1	5,253.9	67,1	4,471.0	77,1	3,891.1	87,1	3,444.3	97,1	3,089.6
17,2	17,442	27,2	11,029	37,2	8,064.6	47,2	6,356.0	57,2	5,244.7	67,2	4,464.3	77,2	3,886.0	87,2	3,440.3	97,2	3,086.4
17,3	17,341	27,3	10,989	37,3	8,042.8	47,3	6,342.5	57,3	5,235.6	67,3	4,457.6	77,3	3,881.0	87,3	3,436.5	97,3	3,083.3
17,4	17,241	27,4	10,949	37,4	8,021.4	47,4	6,329.0	57,4	5,226.5	67,4	4,451.0	77,4	3,876.0	87,4	3,432.5	97,4	3,080.1
17,5	17,143	27,5	10,909	37,5	8,000.0	47,5	6,315.8	57,5	5,217.4	67,5	4,444.4	77,5	3,871.0	87,5	3,428.5	97,5	3,076.9
17,6	17,046	27,6	10,869	37,6	7,978.7	47,6	6,302.3	57,6	5,208.4	67,6	4,437.8	77,6	3,866.0	87,6	3,424.7	97,6	3,073.8
17,7	16,949	27,7	10,830	37,7	7,957.6	47,7	6,289.3	57,7	5,199.3	67,7	4,431.3	77,7	3,861.0	87,7	3,420.8	97,7	3,070.6
17,8	16,854	27,8	10,792	37,8	7,936.5	47,8	6,276.1	57,8	5,190.3	67,8	4,424.8	77,8	3,856.0	87,8	3,416.9	97,8	3,067.5
17,9	16,760	27,9	10,753	37,9	7,915.5	47,9	6,263.0	57,9	5,181.4	67,9	4,418.2	77,9	3,851.1	87,9	3,413.9	97,9	3,064.4
18,0	16,667	28,0	10,714	38,0	7,894.8	48,0	6,250.0	58,0	5,172.4	68,0	4,411.7	78,0	3,846.2	88,0	3,409.1	98,0	3,061.2
18,1	16,575	28,1	10,676	38,1	7,874.0	48,1	6,236.9	58,1	5,163.4	68,1	4,405.2	78,1	3,841.3	88,1	3,405.2	98,1	3,058.1
18,2	16,483	28,2	10,638	38,2	7,853.4	48,2	6,224.0	58,2	5,154.7	68,2	4,398.8	78,2	3,836.3	88,2	3,401.3	98,2	3,055.0
18,3	16,393	28,3	10,600	38,3	7,832.8	48,3	6,211.1	58,3	5,145.7	68,3	4,392.4	78,3	3,831.4	88,3	3,397.5	98,3	3,051.9
18,4	16,305	28,4	10,563	38,4	7,812.5	48,4	6,198.3	58,4	5,137.0	68,4	4,385.9	78,4	3,826.5	88,4	3,393.7	98,4	3,048.7
18,5	16,217	28,5	10,526	38,5	7,792.2	48,5	6,185.6	58,5	5,128.1	68,5	4,379.6	78,5	3,821.6	88,5	3,389.8	98,5	3,045.6
18,6	16,129	28,6	10,489	38,6	7,772.0	48,6	6,172.3	58,6	5,119.3	68,6	4,373.2	78,6	3,816.8	88,6	3,386.0	98,6	3,042.5
18,7	16,043	28,7	10,453	38,7	7,752.0	48,7	6,160.2	58,7	5,110.7	68,7	4,366.8	78,7	3,812.0	88,7	3,382.2	98,7	3,039.5
18,8	15,957	28,8	10,417	38,8	7,732.0	48,8	6,147.6	58,8	5,102.0	68,8	4,350.4	78,8	3,807.1	88,8	3,378.4	98,8	3,036.4
18,9	15,873	28,9	10,381	38,9	7,712.0	48,9	6,135.0	58,9	5,093.3	68,9	4,354.1	78,9	3,802.3	88,9	3,374.5	98,9	3,033.3
19,0	15,790	29,0	10,345	39,0	7,692.3	49,0	6,122.4	59,0	5,084.6	69,0	4,347.8	79,0	3,797.5	89,0	3,370.8	99,0	3,030.3
19,1	15,707	29,1	10,309	39,1	7,672.3	49,1	6,110.0	59,1	5,076.1	69,1	4,341.5	79,1	3,792.6	89,1	3,367.0	99,1	3,027.3
19,2	15,625	29,2	10,274	39,2	7,653.0	49,2	6,097.4	59,2	5,067.6	69,2	4,335.2	79,2	3,787.8	89,2	3,363.2	99,2	3,024.2
19,3	15,544	29,3	10,239	39,3	7,633.6	49,3	6,085.1	59,3	5,059.1	69,3	4,329.0	79,3	3,783.1	89,3	3,359.5	99,3	3,021.1
19,4	15,464	29,4	10,204	39,4	7,614.2	49,4	6,073.1	59,4	5,050.4	69,4	4,322.7	79,4	3,768.3	89,4	3,355.7	99,4	3,018.1
19,5	15,385	29,5	10,170	39,5	7,594.8	49,5	6,060.6	59,5	5,042.0	69,5	4,316.6	79,5	3,773.5	89,5	3,352.0	99,5	3,015.1
19,6	15,306	29,6	10,135	39,6	7,575.7	49,6	6,048.4	59,6	5,033.5	69,6	4,310.3	79,6	3,768.8	89,6	3,348.2	99,6	3,012.1
19,7	15,228	29,7	10,101	39,7	7,556.7	49,7	6,036.1	59,7	5,025.1	69,7	4,304.2	79,7	3,764.1	89,7	3,344.5	99,7	3,009.0
19,8	15,151	29,8	10,067	39,8	7,537.7	49,8	6,024.1	59,8	5,016.7	69,8	4,297.9	79,8	3,759.4	89,8	3,340.7	99,8	3,006.0
19,9	15,076	29,9	10,033	39,9	7,518.8	49,9	6,012.0	59,9	5,008.3	69,9	4,291.8	79,9	3,754.7	89,9	3,337.0	99,9	3,003.0
20,0	15,000	30,0	10,000	40,0	7,500.0	50,0	6,000.0	60,0	5,000.0	70,0	4,285.7	80,0	3,750.0	90,0	3,333.3	100,0	3,000.0

Tabelle 34.7. Relatives Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnis in Dezibel [dB]

dB	$\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	$\frac{P_1}{P_2}$	dB	$\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	$\frac{P_1}{P_2}$
−20	0,100	0,010	8	2,51	6,31
−19	0,112	0,013	9	2,82	7,94
−18	0,126	0,016	10	3,16	10,00
−17	0,141	0,020	11	3,55	12,59
−16	0,158	0,025	12	3,98	15,85
−15	0,178	0,032	13	4,47	19,96
−14	0,200	0,040	14	5,01	25,12
−13	0,224	0,050	15	5,62	31,63
−12	0,251	0,063	16	6,31	39,8
−11	0,282	0,079	17	7,08	50,1
−10	0,316	0,100	18	7,95	62,1
−9	0,355	0,126	19	8,91	79,4
−8	0,398	0,158	20	10,00	100,0
−7	0,447	0,200	22	12,59	158,5
−6	0,501	0,251	24	15,85	251,2
−5	0,562	0,316	26	19,95	398,1
−4	0,631	0,397	28	25,12	631,0
−3	0,708	0,501	30	31,6	1000
−2	0,795	0,621	35	56,2	3165
−1	0,891	0,794	40	100	10000
0	1,000	1,000	45	177,83	31620
1	1,122	1,259	50	316,23	10^5
2	1,259	1,585	60	1000	10^6
3	1,413	1,995	70	3162,3	10^7
4	1,585	2,512	80	10000	10^8
5	1,778	3,163	90	31623	10^9
6	1,995	3,980	100	10^5	10^{10}
7	2,24	5,01			

Tabelle 34.8. Spannungs-, Strom- und Leistungsverhältnis in Neper [Np]

Neper	Spannungs- oder Stromverhältnis $\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	Leistungsverhältnis $\frac{P_1}{P_2}$	Dezibel [dB]	Neper [Np]	Spannungs- oder Stromverhältnis $\frac{U_1}{U_2}$; $\frac{I_1}{I_2}$	Leistungsverhältnis $\frac{P_1}{P_2}$	Dezibel [dB]
0,0	1,0	1,0	0,0	2,2	9,025	81,45	19,1
0,1	1,105	1,221	0,87	2,4	11,02	121,50	21,0
0,2	1,221	1,492	1,74	2,6	13,46	181,3	22,6
0,3	1,350	1,822	2,61	2,8	16,44	270,4	24,3
0,4	1,492	2,226	3,47	3,0	20,09	403,4	26,1
0,5	1,649	2,718	4,48	3,2	24,53	601,8	27,8
0,6	1,822	3,320	5,21	3,4	29,96	897,8	29,5
0,7	2,014	4,055	6,08	3,6	36,60	1339	31,3
0,8	2,226	4,953	6,95	3,8	44,70	1998	33,0
0,9	2,460	6,050	7,81	4,0	54,60	2981	34,7
1,0	2,718	7,389	8,69	4,2	66,69	4447	36,5
1,1	3,004	9,025	9,55	4,4	81,45	6634	38,2
1,2	3,320	11,02	10,4	4,6	99,48	9897	40,0
1,3	3,669	13,46	11,3	4,8	121,5	14770	41,7
1,4	4,055	16,44	12,2	5,0	148,5	22030	43,4
1,5	4,482	20,09	13,0	5,2	181,3	32860	45,2
1,6	4,953	24,53	13,9	5,4	221,4	49020	46,9
1,7	5,475	29,96	14,8	5,6	270,4	73130	48,6
1,8	6,050	36,60	15,6	5,8	330,3	109100	50,4
1,9	6,686	44,70	16,5	6,0	403,4	162750	52,1
2,0	7,389	54,60	17,4				

1 Neper = 8,686 Dezibel, 1 Dezibel = 0,116 Neper

Tabelle 34.9. Umrechnung Neper/Dezibel und Dezibel/Neper

Neper in Dezibel						Dezibel in Neper					
Np	dB	Np	dB	Np	dB	dB	Np	dB	Np	dB	Np
0,1	0,869	4,1	35,6	8,1	70,4	1	0,115	41	4,72	81	9,32
0,2	1,74	4,2	36.5	8,2	71,2	2	0,230	42	4,84	82	9,44
0,3	2,61	4,3	37,3	8,3	72,1	3	0,345	43	4,95	83	9,55
0,4	3,47	4,4	38,2	8,4	73,0	4	0,460	44	5,06	84	9,67
0,5	4,34	4,5	39,1	8,5	73,8	5	0,576	45	5,18	85	9,79
0,6	5,21	4,6	40,0	8,6	74,7	6	0,691	46	5,30	86	9,90
0,7	6,08	4,7	40,8	8,7	75,6	7	0,806	47	5,41	87	10,0
0,8	6,95	4,8	41,7	8,8	76,4	8	0,921	48	5,52	88	10,1
0,9	7,82	4,9	42,6	8,9	77,3	9	1,04	49	5,64	89	10,2
1,0	8,69	5,0	43,4	9,0	78,2	10	1,15	50	5,76	90	10,4
1,1	9,55	5,1	44,3	9,1	79,0	11	1,27	51	5,87	91	10,5
1,2	10,4	5,2	45,2	9,2	79,9	12	1,38	52	5,99	92	10,6
1,3	11,3	5,3	46,0	9,3	80,8	13	1,50	53	6,10	93	10,7
1,4	12,2	5,4	46,9	9,4	81,6	14	1,61	54	6,22	94	10,8
1,5	13,0	5,5	47,8	9,5	82,5	15	1,73	55	6,33	95	10,9
1,6	13,9	5,6	48,6	9,6	83,4	16	1,84	56	6,45	96	11,0
1,7	14,8	5,7	49,5	9,7	84,3	17	1,96	57	6,56	97	11,2
1,8	15,6	5,8	50,4	9,8	85,1	18	2,07	58	6,68	98	11,3
1,9	16,5	5,9	51,2	9,9	86,0	19	2,19	59	6,79	99	11,4
2,0	17,4	6,0	52,1	10,0	86,9	20	2,30	60	6,91	100	11,5
2,1	18,2	6,1	53,0	10,1	87,7	21	2,42	61	7,02	101	11,6
2,2	19,1	6,2	53,9	10,2	88,6	22	2,53	62	7,14	102	11,7
2,3	20,0	6,3	54,7	10,3	89,5	23	2,65	63	7,25	103	11,9
2,4	20,8	6,4	55,6	10,4	90,3	24	2,76	64	7,37	104	12,0
2,5	21,7	6,5	56,5	10,5	91,2	25	2,88	65	7,48	105	12,1
2,6	22,6	6,6	57,3	10,6	92,1	26	2,99	66	7,60	106	12,2
2,7	23,5	6,7	58,2	10,7	92,9	27	3,11	67	7,71	107	12,3
2,8	24,3	6,8	59,1	10,8	93,8	28	3,22	68	7,83	108	12,4
2,9	25,2	6,9	59,9	10,9	94,7	29	3,34	69	7,94	109	12,5
3,0	26,1	7,0	60,8	11,0	95,6	30	3,45	70	8,06	110	12,7
3,1	26,9	7,1	61,7	11,1	96,4	31	3,57	71	8,17	111	12,8
3,2	27,8	7,2	62,5	11,2	97,3	32	3,68	72	8,29	112	12,9
3,3	28,7	7,3	63,4	11,3	98,1	33	3,80	73	8,40	113	13,0
3,4	29,5	7,4	64,3	11,4	99,0	34	3,91	74	8,52	114	13,1
3,5	30,4	7,5	65,1	11,5	99,9	35	4,03	75	8,63	115	13,2
3,6	31,1	7,6	66,0	11,6	100,8	36	4,14	76	8,75	116	13,4
3,7	32,3	7,7	66,9	11,7	101,6	37	4,26	77	8,87	117	13,5
3,8	33,0	7,8	67,8	11,8	102,5	38	4,37	78	8,98	118	13,6
3,9	33,9	7,9	68,6	11,9	103,4	39	4,49	79	9,09	119	13,7
4,0	34,8	8,0	69,5	12,0	104,2	40	4,61	80	9,21	120	13,8

Tabelle 34.10. Die Fernsehbereiche in beiden deutschen Staaten und in einigen anderen europäischen Ländern

Norm nach CCIR

Bild: Negativmodulation

Zeilenzahl: 625
Bildwechselfrequenz: 25 Hz
Breite des Videobandes: 5 MHz

Ton: Frequenzmodulation
Breite des Übertragungskanales: 7 MHz (6 MHz bei Kanal 1)

Frequenzbereiche:

	Kanalgrenzen in MHz bis MHz	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz	mittlere Wellenlänge in m
Band I				
Kanal 1	41 ··· 47	41,25	46,75	6,80
Kanal 2	47 ··· 54	48,25	53,75	6,00
Kanal 3	54 ··· 61	55,25	60,75	5,20
Kanal 4	61 ··· 68	62,25	67,75	4,65
Band III				
Kanal 5	174 ··· 181	175,25	180,75	1,69
Kanal 6	181 ··· 188	182,25	187,75	1,63
Kanal 7	188 ··· 195	189,25	194,75	1,57
Kanal 8	195 ··· 202	196,25	201,75	1,51
Kanal 9	202 ··· 209	203,25	208,75	1,46
Kanal 10	209 ··· 216	210,25	215,75	1,41
Kanal 11	216 ··· 223	217,25	222,75	1,37
Kanal 12	223 ··· 230	224,25	229,75	1,33
Band IV				in cm
Kanal 21	470 ··· 477	471,25	476,75	63
Kanal 22	478 ··· 485	479,25	484,75	62,5
Kanal 23	486 ··· 493	487,25	492,75	61
Kanal 24	494 ··· 501	495,25	500,75	60
Kanal 25	502 ··· 509	503,25	508,75	59
Kanal 26	510 ··· 517	511,25	516,75	58
Kanal 27	518 ··· 525	519,25	524,75	57,5
Kanal 28	526 ··· 533	527,25	532,75	56,5
Kanal 29	534 ··· 541	535,25	540,75	55,5
Kanal 30	542 ··· 549	543,25	548,75	55
Kanal 31	550 ··· 557	551,25	556,75	54
Kanal 32	558 ··· 565	559,25	564,75	53
Kanal 33	566 ··· 573	567,25	572,75	52,5
Kanal 34	574 ··· 581	575,25	580,75	51,5

Tabelle 34.10. Die Fernsehbereiche (Fortsetzung)

	Kanalgrenzen in MHz bis MHz	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz	mittlere Wellenlänge in cm
Kanal 35	582 ··· 589	583,25	588,75	51
Kanal 36	590 ··· 597	591,25	596,75	50,5
Kanal 37	598 ··· 605	599,25	604,75	50
Band V				
Kanal 38	606 ··· 613	607,25	612,75	49
Kanal 39	614 ··· 621	615,25	620,75	48,5
Kanal 40	622 ··· 629	623,25	628,75	48
Kanal 41	630 ··· 637	631,25	636,75	47
Kanal 42	638 ··· 645	639,25	644,75	46,5
Kanal 43	646 ··· 653	647,25	652,75	46
Kanal 44	654 ··· 661	655,25	660,75	45,5
Kanal 45	662 ··· 669	663,25	668,75	45
Kanal 46	670 ··· 677	671,25	676,75	44,5
Kanal 47	678 ··· 685	679,25	684,75	44
Kanal 48	686 ··· 693	687,25	692,75	43,5
Kanal 49	694 ··· 701	695,25	700,75	43
Kanal 50	702 ··· 709	703,25	708,75	42,5
Kanal 51	710 ··· 717	711,25	716,75	42
Kanal 52	718 ··· 725	719,25	724,75	41,5
Kanal 53	726 ··· 733	727,25	732,75	41
Kanal 54	734 ··· 741	735,25	740,75	40,5
Kanal 55	742 ··· 749	743,25	748,75	40,3
Kanal 56	750 ··· 757	751,25	756,75	39,8
Kanal 57	758 ··· 765	759,25	764,75	39,3
Kanal 58	766 ··· 773	767,25	772,75	38,9
Kanal 59	774 ··· 781	775,25	780,75	38,5
Kanal 60	782 ··· 789	783,25	788,75	38,2
Kanal 61	790 ··· 797	791,25	796,75	37,9
Kanal 62	798 ··· 805	799,25	804,75	37,5
Kanal 63	806 ··· 813	807,25	812,75	37,1
Kanal 64	814 ··· 821	815,25	820,75	36,8
Kanal 65	822 ··· 829	823,25	828,75	36,4
Kanal 66	830 ··· 837	831,25	836,75	36,1
Kanal 67	838 ··· 845	839,25	844,75	35,7
Kanal 68	846 ··· 853	847,25	852,75	35,4

Tabelle 34.11. Die Fernsehbereiche in der Sowjetunion und in einigen anderen osteuropäischen Ländern

Norm

Bild: Negativmodulation
Zeilenzahl: 625
Bildwechselfrequenz: 25 Hz
Breite des Videobandes: 6 MHz
Ton: Frequenzmodulation
Breite des Übertragungskanales 8 MHz

Frequenzbereiche nach OITR

Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz	Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz
I	49,75	56,25	VII	183,25	189,75
II	59,25	65,75	VIII	191,25	197,75
III	77,25	83,75	IX	199,25	205,75
IV	85,25	91,75	X	207,25	213,75
V	93,25	99,75	XI	215,25	221,75
VI	175,25	181,75	XII	223,25	229,75

Tabelle 34.12. Die Fernsehbereiche in Großbritannien

Norm

Bild: Positivmodulation
Zeilenzahl: 405
Bildwechselfrequenz: 25 Hz
Breite des Videobandes: 3 MHz
Ton: Amplitudenmodulation
Breite des Übertragungskanales: 5 MHz (7 MHz bei Kanal 1)

Frequenzbereiche

Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz	Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz
1	45,00	41,50	8	189,75	186,25
2	51,75	48,25	9	194,75	191,25
3	56,75	53,25	10	199,75	196,25
4	61,75	58,25	11	204,75	201,25
5	66,75	63,25	12	209,75	206,25
6	179,75	176,25	13	214,75	211,25
7	184,75	181,25	14	219,75	216,25

Tabelle 34.13. Die Fernsehbereiche in Frankreich

Norm

Bild: Positivmodulation
Zeilenzahl: 819 (441 bei Kanal 1)
Bildwechselfrequenz: 25 Hz
Ton: Amplitudenmodulation
Breite des Übertragungskanales: 13,5 MHz (7,6 MHz bei Kanal 1; 14 MHz bei Kanal 8)

Frequenzbereiche

Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz	Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz
1	46,00	42,00	8	185,25	174,10
2	52,40	41,25	8 A	186,55	175,40
3	56,15	67,30	9	190,30	201,45
4	65,55	54,40	10	199,70	188,55
5	164,00	175,15	11	203,45	214,60
6	173,40	162,25	12	212,85	201,70
7	177,15	188,30			

Tabelle 34.14. Die Fernsehbereiche in Italien

Norm nach CCIR (wie in beiden deutschen Staaten)

Frequenzbereiche

Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz	Kanal	Bildträger in MHz	Tonträger in MHz
A	53,75	59,25	E	184,75	189,25
B	62,25	67,75	F	192,25	197,75
C	82,25	87,75	G	201,25	206,75
D	175,25	180,75	H	210,25	215,75
			H1	217,25	222,75

Tabelle 34.15. Der Bereich des UKW-Rundfunks und dessen Kanalaufteilung

Das UKW-Rundfunkband erstreckt sich in Mitteleuropa über den Frequenzbereich von 87,5 bis 100 MHz, entsprechend einem Wellenlängenbereich von 3,40 bis 3,00 m. Das Band ist in 42 Kanäle aufgeteilt, beginnend mit der Kanalbezeichnung 2 und endend mit Kanal 43. Der Kanalabstand beträgt 300 kHz. Wegen der ständig steigenden Senderdichte nahm man auf der Konferenz in Stockholm 1961 eine Neuverteilung der Frequenzen für UKW-Rundfunksender vor. Zur Schaffung weiterer Kanäle wurde der Frequenzabstand auf 100 kHz verringert, so daß nunmehr 124 Kanäle zur Verfügung stehen. Die alte Kanalbezeichnung von 2 bis 43 blieb bestehen. Da sich nun in jedem Kanal alter Bezeichnung 3 Frequenzen befinden, kennzeichnet man diese durch ein hochgestelltes Zeichen zur Kanalnummer.

Beispiel

Kanal 24 = 94,2 MHz teilt sich nunmehr auf in
Kanal 24° = 94,2 MHz
Kanal 24^{-} = 94,1 MHz und
Kanal 24^{+} = 94,3 MHz

Kanaleinteilung

Kanal 2° = 87,6 MHz
Kanal 2^{+} = 87,7 MHz
Kanal 3^{-} = 87,8 MHz
Kanal 3° = 87,9 MHz
Kanal 3^{+} = 88,0 MHz
Kanal 4^{-} = 88,1 MHz
Kanal 4° = 88,2 MHz
Kanal 4^{+} = 88,3 MHz
Kanal 5^{-} = 88,4 MHz
Kanal 5° = 88,5 MHz
Kanal 5^{+} = 88,6 MHz
Kanal 6^{-} = 88,7 MHz
Kanal 6° = 88,8 MHz
Kanal 6^{+} = 88,9 MHz
Kanal 7^{-} = 89,0 MHz
Kanal 7° = 89,1 MHz
Kanal 7^{+} = 89,2 MHz
Kanal 8^{-} = 89,3 MHz
Kanal 8° = 89,4 MHz
Kanal 8^{+} = 89,5 MHz
Kanal 9^{-} = 89,6 MHz
Kanal 9° = 89,7 MHz
Kanal 9^{+} = 89,8 MHz
Kanal 10^{-} = 89,9 MHz
Kanal 10° = 90,0 MHz
Kanal 10^{+} = 90,1 MHz
Kanal 11^{-} = 90,2 MHz
Kanal 11° = 90,3 MHz
Kanal 11^{+} = 90,4 MHz
Kanal 12^{-} = 90,5 MHz

Kanal 12° = 96,6 MHz

Kanal 13° = 90,9 MHz

Kanal 14° = 91,2 MHz

Kanal 15° = 91,5 MHz

Kanal 16° = 91,8 MHz

Kanal 17° = 92,1 MHz

Kanal 18° = 92,4 MHz

Kanal 19° = 92,7 MHz

Kanal 20° = 93,0 MHz

Kanal 21° = 93,3 MHz

Kanal 22° = 93,6 MHz

Kanal 23° = 93,9 MHz

Kanal 24° = 94,2 MHz

Kanal 25° = 94,5 MHz

Kanal 26° = 94,8 MHz

Kanal 27° = 95,1 MHz

Kanal 12^{+} = 90,7 MHz

Kanal 13^{+} = 91,0 MHz

Kanal 14^{+} = 91,3 MHz

Kanal 15^{+} = 91,6 MHz

Kanal 16^{+} = 91,9 MHz

Kanal 17^{+} = 92,2 MHz

Kanal 18^{+} = 92,5 MHz

Kanal 19^{+} = 92,8 MHz

Kanal 20^{+} = 93,1 MHz

Kanal 21^{+} = 93,4 MHz

Kanal 22^{+} = 93,7 MHz

Kanal 23^{+} = 94,0 MHz

Kanal 24^{+} = 94,3 MHz

Kanal 25^{+} = 94,6 MHz

Kanal 26^{+} = 94,9 MHz

Kanal 27^{+} = 95,2 MHz

Kanal 13^{-} = 90,8 MHz

Kanal 14^{-} = 91,1 MHz

Kanal 15^{-} = 91,4 MHz

Kanal 16^{-} = 91,7 MHz

Kanal 17^{-} = 92,0 MHz

Kanal 18^{-} = 92,3 MHz

Kanal 19^{-} = 92,6 MHz

Kanal 20^{-} = 92,9 MHz

Kanal 21^{-} = 93,2 MHz

Kanal 22^{-} = 93,5 MHz

Kanal 23^{-} = 93,8 MHz

Kanal 24^{-} = 94,1 MHz

Kanal 25^{-} = 94,4 MHz

Kanal 26^{-} = 94,7 MHz

Kanal 27^{-} = 95,0 MHz

Kanal 28^{-} = 95,3 MHz

Kanal 28° = 95,4 MHz

Kanal 28^{+} = 95,5 MHz

Kanal 29^{-} = 95,6 MHz

Kanal 29° = 95,7 MHz

Kanal 29^{+} = 95,8 MHz

Kanal 30^{-} = 95,9 MHz

Kanal 30° = 96,0 MHz

Kanal 30^{+} = 96,1 MHz

Kanal 31^{-} = 96,2 MHz

Kanal 31° = 96,3 MHz

Kanal 31^{+} = 96,4 MHz

Kanal 32^{-} = 96,5 MHz

Kanal 32° = 96,6 MHz

Kanal 32^{+} = 96,7 MHz

Kanal 33^{-} = 96,8 MHz

Kanal 33° = 96,9 MHz

Kanal 33^{+} = 97,0 MHz

Kanal 34^{-} = 97,1 MHz

Kanal 34° = 97,2 MHz

Kanal 34^{+} = 97,3 MHz

Kanal 35^{-} = 97,4 MHz

Kanal 35° = 97,5 MHz

Kanal 35^{+} = 97,6 MHz

Kanal 36^{-} = 97,7 MHz

Kanal 36° = 97,8 MHz

Kanal 36^{+} = 97,9 MHz

Kanal 37^{-} = 98,0 MHz

Kanal 37° = 98,1 MHz

Kanal 37^{+} = 98,2 MHz

Kanal 38^{-} = 98,3 MHz

Kanal 38° = 98,4 MHz

Kanal 38^{+} = 98,5 MHz

Kanal 39^{-} = 98,6 MHz

Kanal 39° = 98,7 MHz

Kanal 39^{+} = 98,8 MHz

Kanal 40^{-} = 98,9 MHz

Kanal 40° = 99,0 MHz

Kanal 40^{+} = 99,1 MHz

Kanal 41^{-} = 99,2 MHz

Kanal 41° = 99,3 MHz

Kanal 41^{+} = 99,4 MHz

Kanal 42^{-} = 99,5 MHz

Kanal 42° = 99,6 MHz

Kanal 42^{+} = 99,7 MHz

Kanal 43^{-} = 99,8 MHz

Kanal 43° = 99,9 MHz

Tabelle 34.16. Koaxialkabel, Hersteller VEB *Kabelwerk Vacha* (DDR)

Wellenwiderstand 50 Ω

Kurzzeichen neu	50-2-1	50-3-1	50-7-2
Kurzzeichen alt	3006.1	3007.1	3008.1
Innenleiter	Cu-Litze	Cu-Litze	Cu-Litze
Nenndurchmesser in mm	0,5	0,9	2,3
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	1,5	2,95	7,25
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	3,2	5,3	10,7
Wellenwiderstand in Ω	50 ± 2	50 ± 2	50 ± 2
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,66	0,66	0,66
Kapazität $\frac{pF}{m}$	100	100	100
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	8,2	4,5	2,1
100 MHz	28,5	15	6,5
200 MHz	43	22	9,5
500 MHz	70	35	17

Wellenwiderstand 60 Ω

Kurzzeichen neu	60-4-1	60-7-1	60-7-2
Kurzzeichen alt	025.1	046.1	037.1
Innenleiter	Cu-Litze	Cu-Litze	Cu-Draht
Nenndurchmesser in mm	1,0	1,5	1,5
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	4,1	6,6	6,6
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	6,1	9,3	9,3
Wellenwiderstand in Ω	60 ± 5	60 ± 3	60 ± 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,66	0,66	0,66
Kapazität $\frac{pF}{m}$	85	85	85
verwendbarer Steckertyp	6000 A/T 6030 A/T 6088 A/T	6000 B/T 6030 B/T	6000 B/T 6030 B/T
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	3,5	1,9	1,9
100 MHz	13	7,5	6,5
200 MHz	17	11	9,5
500 MHz	30	19	16

Wellenwiderstand 60 Ω (Fortsetzung)

Kurzzeichen neu	60-7-3	60-10-1	60-10-2
Kurzzeichen alt	030.1	017.1	038.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Litze	Cu-Draht
Nenndurchmesser in mm	1,78	2,3	2,26
Dielektrikum	Polyäthylen mit Lufträumen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	6,6	10,0	10,0
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	9,3	13,7	13,7
Wellenwiderstand in Ω	60 ± 5	60 ± 5	60 ± 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,77	0,66	0,66
Kapazität $\frac{pF}{m}$	70	85	85
verwendbarer Steckertyp	6004 A/T 6034 A/T 6061 A/T 6091 A/T	6007 A/T 6037 A/T 6064 A/T 6092 A/T	6007 A/T 6037 A/T 6064 A/T 6092 A/T
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	2,0	2,0	1,5
100 MHz	6,1	6,5	4,3
200 MHz	9,5	10,5	7,0
500 MHz	14,7	16,5	11,3

Kurzzeichen neu	60-10-3	60-24-3	60-40-1
Kurzzeichen alt	032.1	023.1	041.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Rohr	Cu-Sicken
Nenndurchmesser in mm	3,2	7,5	14,0
Dielektrikum	Polystyrolstützen	Polystyrolstützen	Polyvinyl-karbazol
Nenndurchmesser in mm	10,0	24,2	40,0
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Sicken	Cu-Sicken
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	13,7	29,5	50,0
Wellenwiderstand in Ω	60 ± 1	60 ± 1,8	60 ± 1,8
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,88	0,835	0,93
Kapazität $\frac{pF}{m}$	63	64	60
verwendbarer Steckertyp	6007 A/T 6037 A/T 6064 A/T 6092 A/T	6016 A/T 6040 A/T	17/46-041
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	1,1	0,4	0,27
100 MHz	3,5	1,3	0,87
200 MHz	5,2	1,8	1,4
500 MHz	8,7	2,4	2,2

Wellenwiderstand 70 bis 75 Ω

Kurzzeichen neu	70-10-1	75-4-1	75-4-4
Kurzzeichen alt	2008.1	2010.1	2016.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Litze	Cu-Draht
Nenndurchmesser in mm	1,8	0,6	0,58
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	10,0	3,7	3,7
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	13,7	6,1	6,1
Wellenwiderstand in Ω	70 ± 3	75 ± 3	75 ± 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,66	0,66	0,66
Kapazität $\frac{pF}{m}$	75	67	67
verwendbarer Steckertyp		7503 B/T 7515 B/T 7530 B/T 7531 B/T	7503 B/T 7515 B/T 7530 B/T 7531 B/T
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	1,7	4,4	3,7
100 MHz	5,6	15,5	12
200 MHz	8,7	21,5	17
500 MHz		36,5	30,5

Kurzzeichen neu	75-4-15	75-7-8	75-17-2
Kurzzeichen alt	2017.1	2020.1	2021.1
Innenleiter	Cu-Draht	Cu-Draht	Cu-Draht
Nenndurchmesser in mm	0,68	1,13	2,7
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	4,6	7,25	17,3
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	7,8	10,7	22,5
Wellenwiderstand in Ω	75 ± 6	75 ± 3	75 ± 3
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,66	0,66	0,66
Kapazität $\frac{pF}{m}$	65	67	67
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	2,9	2,1	1,0
100 MHz	10,5	6,5	3,3
200 MHz	15	9,5	4,8
500 MHz		17	8,6

Anmerkung: Die angegebenen Steckertypen können über das Versorgungskontor für Maschinenbau-erzeugnisse Dresden bezogen werden.

Tabelle 34.17. Abgeschirmte symmetrische Zweidrahtleitungen, Hersteller VEB *Kabelwerk Vacha* (DDR)

Wellenwiderstand 120 bis 240 Ω

Kurzzeichen neu	120 D 10–1	240 D 6–1	240 D 10–3
Kurzzeichen alt	303.1	351.1	357.1
Innenleiterpaar	2 Cu-Drähte	2 Cu-Drähte	2 Cu-Drähte
Nenndurchmesser in mm	2 × 1,4	2 × 0,4	2 × 0,5
Dielektrikum	Polyäthylen	Polystyrol-Stützen	Polyäthylen mit Lufträumen
Nenndurchmesser in mm	10,6	6,2	10,0
Außenleiter	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung	Cu-Draht-umflechtung
Schutzhülle	PVC	PVC	PVC
Außendurchmesser in mm	14,0	9,0	13,7
Wellenwiderstand in Ω	120 ± 12	240 ± 24	240 ± 20
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,65	0,82	0,82
Kapazität $\frac{pF}{m}$ (Richtwert)	40	18	18
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz	2,1	4,3	3
100 MHz	6,8	15	9,5
200 MHz	9,6	21	15

Tabelle 34.18. Symmetrische Zweidrahtleitungen (Flachbandleitungen), Hersteller VEB *Kabelwerk Vacha* (DDR)

Wellenwiderstand 120 bis 300 Ω

Kurzzeichen neu	120 B 1–1	240 A 4–1	300 A 7–1
Kurzzeichen alt	305.0	352.0	391.0
Leiterpaar	2 Cu-Drähte	2 Cu-Litzen	2 Cu-Litzen
Nenndurchmesser in mm	2 × 0,3	2 × 0,9	2 × 0,9
Dielektrikum	Polyäthylen	Polyäthylen	Polyäthylen
Nenndurchmesser in mm	1,5 × 0,7	5,7 × 1,6	9 × 2
Wellenwiderstand in Ω	120 ± 18	240 ± 12	300 ± 15
Verkürzungsfaktor (Richtwert)	0,75	0,80	0,80
Kapazität $\frac{pF}{m}$ (Richtwert)	38	16	13
Dämpfung in dB/100 m			
10 MHz		1,5	0,87
100 MHz		4,3	3,5
200 MHz		6,7	5,9
500 MHz		12	9,5

Tabelle 34.19. Koaxialkabel, sowjetische Standardtypen

Typ	Wellenwiderstand in Ω	Kapazität in pF/m	Durchmesser des Innenleiters in mm	Außendurchmesser in mm	Dämpfung in Np/km bei		
					45 MHz	200 MHz	3000 MHz
РК 19	50	115	0,7			34,6	230
РК 119	50	115	0,7			34,6	230
РКТФ 19	50	105	0,7			34,6	230
РК 55	50	110	0,9			28,8	196
РК 159	50	110	0,9			28,8	196
РКТФ 29	50	106	1,0			28,8	196
РК 29	50	110	1,4				161
РК 129	50	110	1,4				161
РК 28	50	115	2,3				144
РК 128	50	115	2,3				144
РКТФ 47	50	106	2,5			17,3	127
РК 147	50	115	2,3			19,6	144
РК 47	50	115	2,8			19,6	144
РК 48	50	115	3,4			13,8	86,5
РК 148	50	115	3,4			13,8	86,5
РКТФ 48	50	106	3,6			13,8	104
РК 61	50	115	4,5	15,0	4,6		127
РК 6	52	101	2,6	9,0	6,0		86,5
РК 106	53	102	2,6	9,0	5,8		104
РКТФ 6	52	101	2,6	8,0			127
РК 3	74	70	1,4	9,0	5,4		92
РК 103	74	71	1,4	9,0	5,8		104
РК 4	74	70	1,4	9,0	8,0		369
РК 104	74	71	1,4	9,0	8,1		104
РК 1	75	76	0,7			21,0	150
РК 101	75	76	0,7			21,0	150
РКТФ 1	75	70	0,8			21,0	150
РК 49	75	76	0,8			23,0	173
РК 149	75	76	0,8			23,0	173
РКТФ 49	75	70	0,9			17,3	144
РК 20	75	76	1,1			17,3	127
РК 120	75	78	1,2			17,3	127
РКТФ 3	75	70	1,3			13,8	115
РКТФ 20	75	70	1,4			17,3	127
РК 160	75	75	2,0	13,0			104
РК 62	75	70	2,2	15,0	4,0		92
РК 8	75	68	2,7	18,0			
РКТФ 56	77	50	0,6	5,0	11,5		156
РК 156	83	48	0,6	4,0	10,4		150
РКТФ 50	100	37	0,3	6,0	9,2		115
РК 2	100	57	0,6			16,1	98
РКТФ 2	100	50	0,7			17,3	127
РК 50	150	27	0,3	6,0	8,5		97
РК 150	150	27	0,3	6,0	5,8		97

Tabelle 34.20. Koaxialkabel, amerikanische Standardtypen

Typ	Wellen-wider-stand in Ω	Kapa-zität in pF/m	Durchmesser des Innenleiters in mm	Außen-durch-messer in mm	Dämpfung in Np/km bei		
					30 MHz	100 MHz	500 MHz
RG-58/U	53,5	94	etwa 0,8	etwa 5	8,7	17,4	41,6
RG-55/U	wie RG-58/U, jedoch mit Polyäthylen-Außenschutzmantel, 5,23 mm Durchmesser						
RG-5/U	52,5	94	1,3	8,5	5,6	11,0	
RG-8/U	52	97	Litze 7 × 0,7	10	3,8	7,9	20,8
RG-14/U	52	97	2,6	14	2,8	5,3	
RG-17/U	52	97	4,8	22	1,6	3,0	
RG-19/U	52	97	6,35	28,5	1,25	2,57	
RG-59/U	73	69	0,65	6,2	7,2	12,9	34,0
RG-6/U	76	66	0,72	8,5	5,3	11,0	
RG-11/U	75	68	Litze 7 × 0,4	10	4,5	8,7	18,9
RG-13/U	74	68	Litze 7 × 0,4	10,7	4,3	8,3	
RG-62/U	93	46	0,65	6,15	5,6	10,2	
RG-71/U	wie RG-62/U, jedoch mit Polyäthylen-Außenschutzmantel, 6,35 mm Durchmesser						
RG-63/U	125	34,5	0,65	10,3	4,2	7,6	

Tabelle 34.21. Zweidrahtleitungen mit Kunststoffdielektrikum; amerikanische Standardtypen (Amphenol)

Typ	Wellen-widerstand in Ω	Ver-kürzungs-faktor	Leiter-durchmesser in mm	Dämpfung in Np/km bei			
				7 MHz	30 MHz	150 MHz	400 MHz
14-080	75	0,68	7 × 0,32	7,9	15,8	35,9	53,8
14-023	75	0,71	7 × 0,7	1,9	5,7	18,5	
14-079	150	0,77	7 × 0,32	2,5	5,7	12,8	208
14-056	300	0,82	7 × 0,32	1,1	2,3	5,9	10,2
14-100	300	0,82	7 × 0,32	1,1	2,3	5,9	10,2
14-271	300	0,82	7 × 0,32	1,1	2,3	5,9	10,2
14-185	300	0,82	7 × 0,4	0,8	2,0	5,1	9,4
14-076	300	0,82	7 × 0,4	0,8	1,9	4,8	8,3
14-022	300	0,82	1,3	0,6	1,4	3,8	6,8

In den USA, in Großbritannien und in anderen englischsprechenden Ländern wurde bis heute noch nicht das international gebräuchliche metrische System eingeführt. Dieser Umstand erschwert die Auswertung von Fachveröffentlichungen, da die angegebenen englischen bzw. amerikanischen Einheiten jeweils in metrische Einheiten umgerechnet werden müssen. Zur Erleichterung der Umrechnungsarbeit dienen die nachstehenden Tabellen.

Tabelle 34.22. Englische und amerikanische Längeneinheiten und ihre Beziehung zu den metrischen Einheiten

Großbritannien und USA	Abkürzung	metrische Einheiten	Umrechnungsfaktor
1 inch (Zoll) = 10 lines = 1000 mils	(″) in	2,54 cm	0,3937
1 foot (Fuß) = 12 inches	(′) ft	30,48 cm	$3{,}281 \cdot 10^{-2}$
1 yard (Elle) = 3 feet = 36 inches	yd	91,44 cm	$1{,}094 \cdot 10^{-2}$
1 fathom = 6 feet	fath	1,8288 m	0,547
1 rod = 5,5 yards = 16,5 feet	rod	5,0292 m	0,199
1 furlong = 40 rods = 220 yards	fur	201,168 m	$4{,}97 \cdot 10^{-3}$
1 London mile = 5000 feet	Lond. mile	1,524 km	0,6562
1 statute mile (Landmeile) = 1760 yards = 5280 feet	stat. mile	1,6093 km	0,6214
1 int. nautical mile (Seemeile) = 6076 feet	naut. mile	1,852 km	0,54

Der in der letzten Spalte angegebene Umrechnungsfaktor wird angewendet, wenn Längenangaben aus dem metrischen System in englische bzw. in amerikanische Längeneinheiten umgerechnet werden sollen (z. B. 40000 km = 0,54 · 40000 = 21600 naut. miles).

Tabelle 34.23. Umrechnung englische Fuß bzw. Zoll in Meter

engl. Fuß (′)	0″	1″	2″	3″	4″	5″	6″	7″	8″	9″	10″	11″
0	0,0000	0,0254	0,0508	0,0762	0,1016	0,1270	0,1524	0,1778	0,2032	0,2286	0,2540	0,2794 m
1′ (= 12″)	0,305	0,330	0,356	0,381	0,406	0,432	0,457	0,483	0,508	0,533	0,559	0,584 m
2′ (= 24″)	0,610	0,635	0,660	0,686	0,711	0,737	0,762	0,787	0,813	0,838	0,864	0,889 m
3′ (= 36″)	0,914	0,940	0,965	0,991	1,016	1,041	1,067	1,092	1,118	1,143	1,168	1,194 m
4′ (= 48″)	1,219	1,245	1,270	1,295	1,321	1,346	1,372	1,397	1,422	1,448	1,473	1,499 m
5′ (= 60″)	1,524	1,549	1,575	1,600	1,626	1,651	1,676	1,702	1,727	1,753	1,778	1,803 m
6′ (= 72″)	1,829	1,854	1,880	1,905	1,930	1,956	1,981	2,007	2,032	2,057	2,083	2,108 m
7′ (= 84″)	2,134	2,159	2,184	2,210	2,235	2,261	2,286	2,311	2,337	2,362	2,388	2,413 m
8′ (= 96″)	2,438	2,464	2,489	2,515	2,540	2,565	2,591	2,616	2,642	2,667	2,692	2,717 m
9′ (= 108″)	2,743	2,769	2,794	2,819	2,845	2,870	2,896	2,921	2,946	2,972	2,997	3,023 m
10′ (= 120″)	3,048	3,073	3,099	3,124	3,150	3,175	3,200	3,226	3,251	3,277	3,302	3,327 m
11′ (= 132″)	3,353	3,378	3,404	3,429	3,454	3,480	3,505	3,531	3,556	3,581	3,607	3,632 m
12′ (= 144″)	3,658	3,683	3,708	3,734	3,759	3,785	3,810	3,835	3,861	3,886	3,912	3,937 m
13′ (= 156″)	3,962	3,988	4,013	4,039	4,064	4,089	4,115	4,140	4,166	4,191	4,216	4,242 m
14′ (= 168″)	4,267	4,293	4,318	4,343	4,369	4,394	4,420	4,445	4,470	4,496	4,521	4,547 m
15′ (= 180″)	4,572	4,597	4,623	4,648	4,674	4,699	4,724	4,750	4,775	4,801	4,826	4,851 m
16′ (= 192″)	4,877	4,902	4,928	4,953	4,978	5,004	5,029	5,055	5,080	5,105	5,131	5,136 m
17′ (= 204″)	5,182	5,207	5,232	5,258	5,283	5,309	5,334	5,359	5,385	5,410	5,436	5,461 m
18′ (= 216″)	5,486	5,512	5,537	5,563	5,588	5,613	5,639	5,664	5,690	5,715	5,740	5,766 m
19′ (= 228″)	5,791	5,817	5,842	5,867	5,893	5,918	5,944	5,969	5,994	6,020	6,045	6,071 m
20′ (= 240″)	6,096	6,121	6,147	6,172	6,198	6,223	6,248	6,274	6,299	6,325	6,350	6,375 m
21′ (= 252″)	6,401	6,426	6,452	6,477	6,502	6,528	6,553	6,579	6,604	6,629	6,655	6,680 m
22′ (= 264″)	6,706	6,731	6,756	6,782	6,807	6,833	6,858	6,883	6,909	6,934	6,960	6,985 m
23′ (= 276″)	7,010	7,036	7,061	7,087	7,112	7,137	7,163	7,188	7,214	7,239	7,264	7,290 m
24′ (= 288″)	7,315	7,341	7,366	7,391	7,417	7,442	7,468	7,493	7,518	7,544	7,569	7,595 m
25′ (= 300″)	7,620	7,645	7,671	7,696	7,722	7,747	7,772	7,798	7,823	7,849	7,874	7,899 m
26′ (= 312″)	7,925	7,950	7,976	8,001	8,026	8,052	8,077	8,103	8,128	8,153	8,179	8,204 m
27′ (= 324″)	8,230	8,255	8,280	8,306	8,331	8,357	8,382	8,407	8,433	8,458	8,484	8,509 m
28′ (= 336″)	8,534	8,560	8,585	8,611	8,636	8,661	8,687	8,712	8,788	8,763	8,788	8,814 m
29′ (= 348″)	8,839	8,865	8,890	8,915	8,941	8,966	8,992	9,017	9,042	9,068	9,093	9,119 m
30′ (= 360″)	9,144	9,169	9,195	9,220	9,246	9,271	9,296	9,322	9,347	9,373	9,398	9,423 m

1′ = 0,3048 m; 1″ = 0,0254 m; 1′ = 12″

Tabelle 34.24. Umrechnung für Bruchteile und Dezimalwerte von Zoll in Millimeter

in Zoll	in mm	in Zoll	in mm
$^{1}/_{64}$ = 0,015	0,396	$^{33}/_{64}$ = 0,516	13,096
$^{1}/_{32}$ = 0,031	0,793	$^{17}/_{32}$ = 0,531	13,492
$^{3}/_{64}$ = 0,047	1,190	$^{35}/_{64}$ = 0,547	13,890
$^{1}/_{16}$ = 0,063	1,587	$^{9}/_{16}$ = 0,563	14,287
$^{5}/_{64}$ = 0,078	1,984	$^{37}/_{64}$ = 0,578	14,683
$^{3}/_{32}$ = 0,094	2,381	$^{19}/_{32}$ = 0,594	15,080
$^{7}/_{64}$ = 0,109	2,778	$^{39}/_{64}$ = 0,609	15,477
$^{1}/_{8}$ = 0,125	3,175	$^{5}/_{8}$ = 0,625	15,875
$^{9}/_{64}$ = 0,141	3,571	$^{41}/_{64}$ = 0,641	16,271
$^{5}/_{32}$ = 0,156	3,968	$^{21}/_{32}$ = 0,656	16,667
$^{11}/_{64}$ = 0,172	4,365	$^{43}/_{64}$ = 0,672	17,064
$^{3}/_{16}$ = 0,188	4,762	$^{11}/_{16}$ = 0,688	17,462
$^{13}/_{64}$ = 0,203	5,159	$^{45}/_{64}$ = 0,703	17,858
$^{7}/_{32}$ = 0,219	5,556	$^{23}/_{32}$ = 0,719	18,255
$^{15}/_{64}$ = 0,234	5,952	$^{47}/_{64}$ = 0,734	18,652
$^{1}/_{4}$ = 0,250	6,350	$^{3}/_{4}$ = 0,750	19,050
$^{17}/_{64}$ = 0,266	6,746	$^{49}/_{64}$ = 0,766	19,446
$^{9}/_{32}$ = 0,281	7,143	$^{25}/_{32}$ = 0,781	19,842
$^{19}/_{64}$ = 0,297	7,540	$^{51}/_{64}$ = 0,797	20,239
$^{5}/_{16}$ = 0,313	7,937	$^{13}/_{16}$ = 0,813	20,637
$^{21}/_{64}$ = 0,328	8,334	$^{53}/_{64}$ = 0,828	21,033
$^{11}/_{32}$ = 0,344	8,730	$^{27}/_{32}$ = 0,844	21,429
$^{23}/_{64}$ = 0,359	9,127	$^{55}/_{64}$ = 0,859	21,827
$^{3}/_{8}$ = 0,375	9,525	$^{7}/_{8}$ = 0,875	22,225
$^{25}/_{64}$ = 0,391	9,921	$^{57}/_{64}$ = 0,891	22,621
$^{13}/_{32}$ = 0,406	10,318	$^{29}/_{32}$ = 0,906	23,017
$^{27}/_{64}$ = 0,422	10,715	$^{59}/_{64}$ = 0,922	23,414
$^{7}/_{16}$ = 0,438	11,112	$^{15}/_{16}$ = 0,938	23,812
$^{29}/_{64}$ = 0,453	11,508	$^{61}/_{64}$ = 0,953	24,208
$^{15}/_{32}$ = 0,469	11,905	$^{31}/_{32}$ = 0,969	24,604
$^{31}/_{64}$ = 0,484	12,302	$^{63}/_{64}$ = 0,984	25,002
$^{1}/_{2}$ = 0,500	12,700	1 = 1,000	25,400

Zoll = engl. Inch (″)

Tabelle 34.25. Amerikanische und englische Drahtlehren, Durchmesserangaben in Inch und Millimeter

Die amerikanische Standardlehre für Drähte bezieht sich auf einen Standard der Firma *Brown & Sharpe* und wird mit Bezeichnungsnummern angegeben. Die Abkürzung *AWG (= American Wire Gauge)* setzt man im allgemeinen hinzu.
In Großbritannien gibt es 2 Standardlehren: *BWG (= Birmingham Wire Gauge)* und *ISWG (= Imperial Standard Wire Gauge)* bzw. *SWG*. Auch diese Standardlehren werden mit Nummern bezeichnet.

Bezeichnungs-Nr.	AWG Durchmesser		BWG Durchmesser		ISWG (SWG) Durchmesser	
	in Inch	in mm	in Inch	in mm	in Inch	in mm
0000	0,460	11,68	0,454	11,53	0,40	10,16
000	0,409	10,41	0,425	10,80	0,372	9,45
00	0,365	9,27	0,380	9,65	0,348	8,84
0	0,325	8,25	0,340	8,64	0,324	8,23
1	0,289	7,35	0,300	7,62	0,300	7,62
2	0,258	6,54	0,283	7,21	0,276	7,01
3	0,229	5,83	0,259	6,58	0,252	6,40
4	0,204	5,19	0,238	6,05	0,232	5,89
5	0,182	4,62	0,220	5,59	0,212	5,38
6	0,162	4,11	0,203	5,16	0,192	4,88
7	0,144	3,66	0,179	4,57	0,176	4,47
8	0,128	3,26	0,164	4,19	0,160	4,06
9	0,114	2,90	0,147	3,76	0,144	3,66
10	0,102	2,59	0,134	3,40	0,128	3,25
11	0,091	2,30	0,120	3,05	0,116	2,95
12	0,081	2,05	0,109	2,77	0,104	2,64
13	0,072	1,83	0,095	2,41	0,092	2,34
14	0,064	1,63	0,083	2,11	0,081	2,03
15	0,057	1,45	0,072	1,83	0,072	1,83
16	0,051	1,29	0,065	1,65	0,064	1,63
17	0,045	1,15	0,058	1,47	0,056	1,42
18	0,040	1,02	0,049	1,24	0,048	1,22
19	0,036	0,91	0,042	1,07	0,040	1,02
20	0,032	0,81	0,035	0,89	0,036	0,92
21	0,028	0,72	0,031	0,81	0,032	0,81
22	0,025	0,64	0,028	0,71	0,028	0,71
23	0,023	0,57	0,025	0,64	0,024	0,61
24	0,020	0,51	0,023	0,56	0,023	0,56
25	0,018	0,45	0,020	0,51	0,020	0,51
26	0,016	0,40	0,018	0,46	0,018	0,46
27	0,014	0,36	0,016	0,41	0,016	0,41
28	0,013	0,32	0,0135	0,356	0,014	0,38
29	0,011	0,29	0,013	0,33	0,013	0,35
30	0,010	0,25	0,012	0,305	0,012	0,305
31	0,009	0,23	0,010	0,254	0,011	0,29

Tabelle 34.25. (Fortsetzung)

Bezeichnungs-Nr.	AWG Durchmesser in Inch	AWG Durchmesser in mm	BWG Durchmesser in Inch	BWG Durchmesser in mm	ISWG (SWG) Durchmesser in Inch	ISWG (SWG) Durchmesser in mm
32	0,008	0,20	0,009	0,229	0,0106	0,27
33	0,007	0,18	0,008	0,203	0,010	0,254
34	0,0063	0,16	0,007	0,178	0,009	0,229
35	0,0056	0,14	0,005	0,127	0,008	0,203
36	0,0050	0,13	0,004	0,102	0,007	0,178
37	0,0044	0,11	–	–	0,0067	0,17
38	0,0040	0,10	–	–	0,0060	0,15
39	0,0035	0,09	–	–	0,0050	0,127
40	0,0031	0,08	–	–	0,0047	0,12

Die Millimeterangaben sind aufgerundet.

Literatur

Bücher

Ajsenberg, G.S.: Kurzwellenantennen, VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1954

Baumgartner, R.: Die HB9CV Richtstrahlantenne, Körnersche Druckerei und Verlagsanstalt, Gerlingen–Stuttgart 1961

Dombrowski, I.A.: Antennen, VEB Verlag Technik, Berlin

Fiebranz, A.: Antennenanlagen für Rundfunk- und Fernsehempfang, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1961

Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook, First Edition, McGraw-Hill Book Company, Inc., New York, Toronto, London 1961

Kneitel, T.: Antenna Roundup, Vol.2., Cowan Publishing Corp, Port Washington, New York 36, N.Y. 1966

Lickfeld, K.-G.: VHF- und UHF-Richtantennen, Teil I, Teil II, Telekosmos-Verlag, Stuttgart 1964

Megla, G.: Dezimeterwellentechnik, 5.Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin 1961

Orr, W.I.: Beam antenna handbook, 2nd Edition, Radio Publications, Inc., Wilton 1965

Orr, W.I.: The Radio Handbook, Sixteenth Edition, Editors and Engineers, Ltd. Summerland, California, 1962

Orr, W.I./Johnson, H.G.: VHF-Handbook, Radio Publications, Inc., Wilton, Conn.

Oxley, G.C./Nowak, A.: Antennentechnik, 2.Auflage, Fachbuchverlag Siegfried Schütz, Hannover 1957

Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band II, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1953

Rothe, G./Spindler, E.: Antennenpraxis, 2.Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin 1968

Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, I.Band, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1967

Schultheiss, K.: Der Kurzwellen-Amateur, 10.Auflage, Telekosmos-Verlag, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart 1965

Schultheiss, K.: Der Ultra-Kurzwellen-Amateur, Teleskosmos-Verlag, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart

Seidman, A.: Antenna Roundup, Cowan Publishing Corp., Port Washington, New York 36, N.Y. 1963

Schure, A.: Antennen, VEB Verlag Technik, Berlin 1962

Schure, A.: NF-Übertragungsleitungen, VEB Verlag Technik, Berlin 1962

Sjobbema, D.J.W.: Antennes, N.V. Uitgeversmaatschappij Centrex, Eindhoven 1963

Streng, K.K.: UHF-Fernsehempfang, VEB Verlag Technik, Berlin 1962

Taeger, W.: UKW- und Fernseh-Empfangsantennen, VEB Verlag Technik, Berlin 1961

– The Amateur Radio Handbook, Third Edition, London, W.C. 1, 1962

– The ARRL Antenna Book, Eighth Edition, The American Radio Relay League, Inc., West Hartford, Conn. 1965

– The Radio Amateur's Handbook, 39 th Edition, »QST«, Inc., West Hartford, Conn., 1962

– TV- en FM-Antennes, 4. Auflage, Uitgeverij WIMAR, Haarlem 1960

Fachzeitschriften (Inhalt ist vorwiegend für Funkamateure bestimmt)

Amatérské Radio	Zeitschrift der SVAZARM, Prag
CQ	Cowan Publishing Corp., New York 36, N. Y.
CQ-PA	Wochenzeitschrift der VRZA, Apeldoorn, Holland
DL-QTC	Monatszeitschrift des DARC, W. Körner-Verlag, Stuttgart
Funkamateur	Monatszeitschrift der Funkamateure in der DDR, Deutscher Militärverlag, Berlin
Old Man	Organ der Union Schweizerischer Kurzwellen-Amateure, USKA, Schweiz
Popular Electronics	ZIFF-DAVIS Publishing Corp., Philadelphia 1 PA
QST	American Radio Relay League, West Hartford, Conn.
Radio	Monatszeitschrift der sowjetischen Funkamateure, Verlag der DOSAAF, Moskau
Radioamator i Krotkofalwiec Polski	Monatszeitschrift der polnischen Funkamateure, Warschau
RSGB-Bulletin	Journal of the Radio Society of Great Britain, London, W.C. 1
The Short Wave Magazine	The Short Wave Magazine Ltd., London, S.W. 1
UKW-Berichte	ÖVSV, Graz, Verlag Hans J. Dohlus, Erlangen
73 Magazine	73 Inc., Petersborough, N.H.
Radio i Televisia	Monatszeitschrift der bulgarischen Funkamateure, Sofia
Rádiótechnika	Monatszeitschrift der ungarischen Funkamateure, Budapest

Spezielle Literatur siehe Seiten 39-40, 101, 126, 165, 178, 188, 214, 242, 283, 319, 348-349, 389, 418-419, 428, 442, 462-453, 479, 520, 529.

Stichwörterverzeichnis

Redaktionsschluß: 15. Oktober 1968

76. bis 105. Tausend
7., völlig überarbeitete und erweiterte Auflage
Deutscher Militärverlag · Berlin 1969 · Lizenz-Nr. 5
Lektor: Wolfgang Stammler
Umschlaggestaltung: Wolfgang Ritter · Zeichnungen: Heinz Grothmann
Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Lydia Herkt
Vorauskorrektor: Michael Rehse · Korrektor: Hans Braitinger
Satz und Druck: VEB Offizin Andersen Nexö, Leipzig
Buchbinderische Verarbeitung: VEB Leipziger Großbuchbinderei
16,20 M